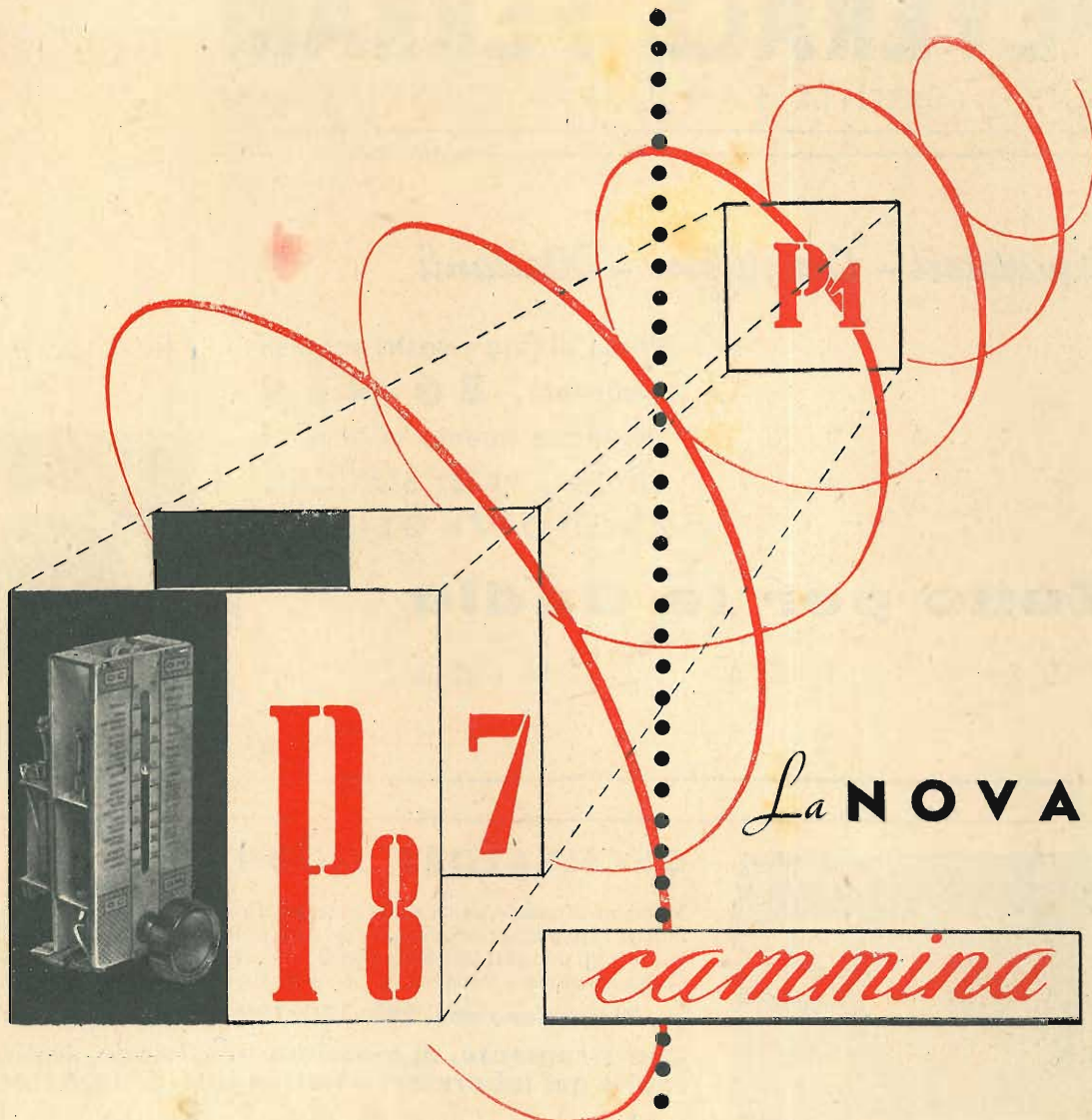
PARTI RADIO

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO III

l'antenna

ANNO XX - NUM. 6-7
GIUGNO - LUGLIO 1948
LIRE TRECENTO

NUMERO DEDICATO ALLA XV^a MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

CAVADINI
nuova tecnica elettronica
Serie Rimlock
PHILIPS
"Miniwatt"

GRUPPO P1

Il classico gruppo di A. F. a permeabilità con 5 gamme d'onda E' la costruzione in grande serie che ha permesso alla NOVA di conseguire un primato nella fabbricazione dei gruppi A. F. a permeabilità plurigamma.

GRUPPI P7-P8

I nuovi gruppi a permeabilità della NOVA ad 1 ed a 2 gamme d'onda (corte - medie) - i gruppi che rappresentano una fabbricazione di alta qualità, a prezzo ridotto.
Alto guadagno di antenna - alta selettività di immagine.

La NOVA costruisce altresì trasformatori di M. F. - nuclei di A. F. - scatole di montaggio ed apparecchi completi.

NOVA
MILANO - PIAZZALE CADORNA, 11
TELEFONO 12.284

autoradio
aster
mapo

Autoradio *Geloso* GN-601

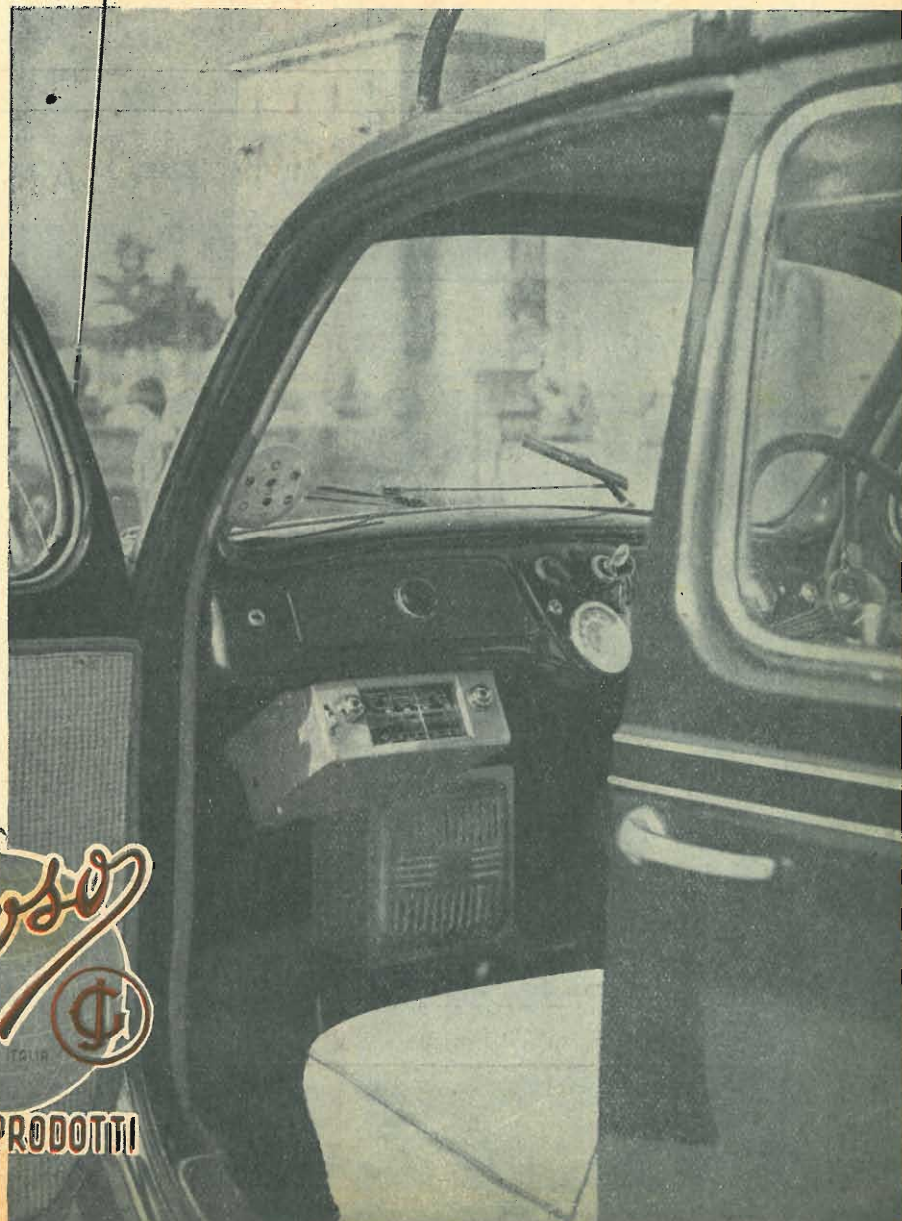
PER TUTTI I VEICOLI
AUTOMOBILI
MOTOSCAFI
AEREI

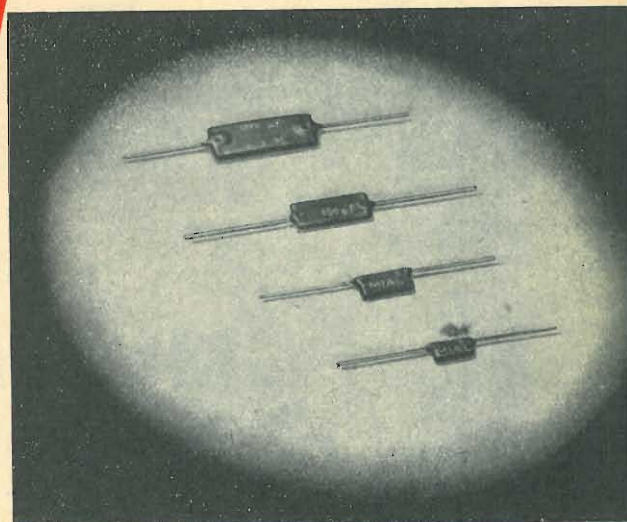
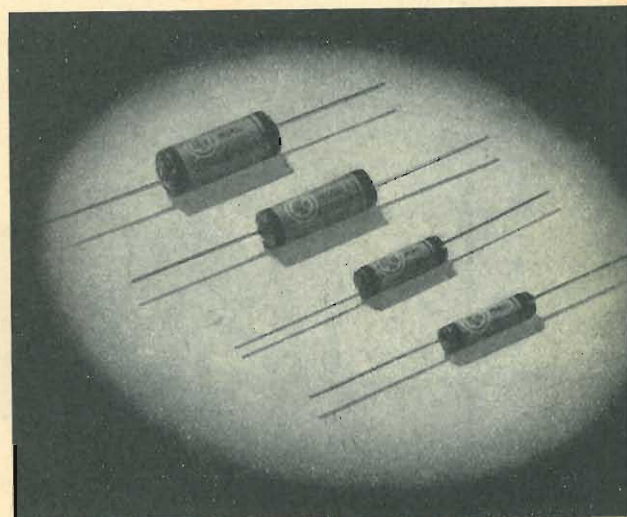
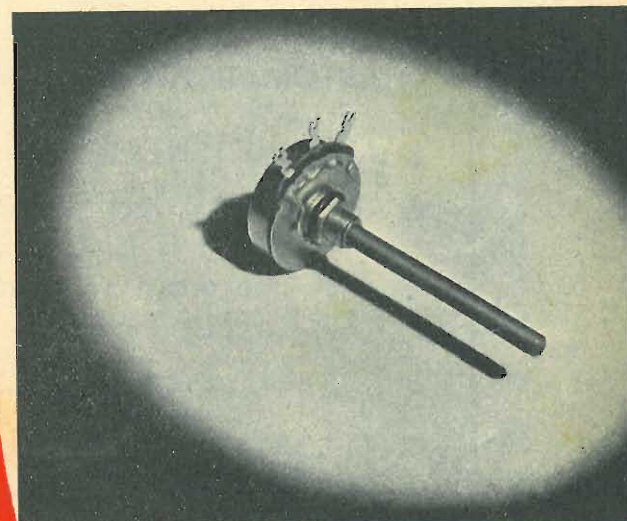
- **Supereterodina** a 6 valvole.
- **4 gamme d'onda:** 12.5 ÷ 21 mt.; 21 ÷ 34 mt.; 34 ÷ 54 mt.; 190 ÷ 580 mt.
- **Sensibilità:** 3 ÷ 6 microvolt per 1 volt sulla bobina mobile dell'altoparlante.
- **Potenza d'uscita:** 5 watt col 5 % di distorsione; 8 watt col 9 %.
- **Alimentazione con accumulatore:** a 12 oppure 6 volt.
- **Consumo:** 4,2 ampère con 12 volt; 8,7 ampère con 6 volt.
- **Altoparlante dinamico.**
- **Alimentazione di uno o più altoparlanti esterni,** con attacchi per microfono e per complesso fonografico.

PARTICOLARMENTE ADATTO PER SERVIZIO PUBBLICITARIO E PER AUDIZIONI PUBBLICHE

ESCLUSIVITÀ PER LA VENDITA

Ditta G. GELOSO - Milano

Viale Brenta 29 - Tel. 54.187 - 54.193

MIAL

Condensatori
a mica argentata
Mod. COCN

Condensatori
a carta tubolari
Mod. CC.

Potenziometri
a grafite
Mod. PO

MILANO UFFICIO VENDITE - PIAZZA CADORNA 9 - TELEFONO 156.948
STABILIMENTO - VIA ROVETTA 18 - TELEFONO 286.968

l'antenna

GIUGNO-LUGLIO 1948 — ANNO XX - N. 6-7

MENSILE DI RADIOTECNICA

XX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438 UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

QUESTO NUMERO DOPPIO COSTA L. 300 ARRETRATI IL DOPPIO

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 2000 + 60 (l. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

sulle onde della radio

UN CONVEGNO INTERNAZIONALE DELLA RADIO A CAPRI

Dal 13 al 18 di questo mese, organizzato dalla Radio Italiana, avrà luogo a Capri un *Convegno Internazionale della Radio* al quale hanno assicurato la partecipazione i rappresentanti delle principali organizzazioni della radiofonia Europea. Tra gli scopi di tale convegno vi sarà l'esame di una proposta della R.A.I. riflettente l'istituzione di un *Premio Radiofonico* annuale con carattere internazionale. Tale premio è inteso a premiare, nel campo delle manifestazioni culturali quelle opere di musica sinfonica, musica da camera, musica leggera e di prosa, che ne risulteranno degne.

Il dettaglio di quello che sarà il programma definitivo è stato molto opportunamente lasciato alla iniziativa dei partecipanti al Convegno in modo che dalla discussione relativa ne scaturisca una soluzione rispondente al concetto informatore e sia frutto in pari tempo della collaborazione e dello studio di ogni partecipante. I promotori si sono limitati a stabilire solamente alcune direttive al solo scopo di coordinare la discussione.

Si è parlato di premi ingenti e si assicura che questi saranno integrati dalla Radiotrasmissione accompagnate dai relativi diritti d'autore in tutti quei Paesi che avranno aderito alla iniziativa.

Per degnamente onorare gli Ospiti, la R.A.I. sta allestendo una serie di manifestazioni musicali di carattere artisticamente elevato che comprenderà una edizione in tutto speciale della « Serva Padrona » di Pergolesi, un concerto di strumentisti inediti italiani del Seicento ed uno di autori italiani e stranieri contemporanei con lavori di assoluta novità. Infine, l'Orchestra Sinfonica di Roma della R.A.I., eseguirà un grande concerto sinfonico al Conservatorio di S. Pietro a Majella di Napoli. Le suddette manifestazioni saranno ritrasmesse per Radio dalle nostre Stazioni.

La lodevole iniziativa, destinata sicuramente a sempre più ravvicinare il mondo della cultura per mezzo della Radio, non mancherà di raggiungere le mete auspicate e raccoglierà, ne siamo sicuri, il plauso di tutti coloro che vedono nella Radio il mezzo migliore per una maggiore comprensione fra gli uomini.

●

Per l'assemblea dell'O.N.U. che si terrà a Parigi in questo Settembre sono stati disposti, al Palazzo di Chaillot, i seguenti servizi radio: per le sale delle sedute plenarie, una cabina centrale e dodici cabine per giornalisti; per ognuna delle sale di Commissione, una cabina di ripresa del suono e quattro per giornalisti; infine una cabina di ripresa del suono per ognuna delle altre quindici sale. Completerà l'equipaggiamento: una sala per i tecnici, cinque studii, tre impianti mobili per interviste, due per registrazioni magnetiche e quattro per incisioni su dischi.

●

Siamo informati che nel prossimo autunno sarà tenuta a Mexico una conferenza internazionale per la radiodiffusione ad alta frequenza, incaricata di ripartire, tra tutti i paesi del mondo, i 2300 kHz della gamma delle onde corte. La Commissione preparatoria, con sede a Ginevra, riunisce le singole domande delle frequenze, esamina le condizioni di propagazione e le possibilità di ripartizione dei canali; settantadue Paesi hanno formulato
Allo scopo suindicato, la terra è stata divisa in 63 zone.
le loro richieste.

●

I rappresentanti ufficiali della Chiesa Cattolica, della Chiesa Evangelica, delle Comunità Israelitiche e delle Chiese libere protestanti, si sono costituiti in comitato con lo scopo di installare a Berlino una stazione trasmittente per programmi di notizie, musica e solennità di carattere

XV^A MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

RADIORICEVITORI
RADIOFONOGRAFI
APPARECCHI DI AMPLIFICAZIONE SONORA

Produzione 1948-1949

STAND N. 14

religioso. Queste trasmissioni saranno effettuate al mattino ed alla sera.

•

Si calcola che esistano circa 150.000 ricevitori a modulazione di frequenza tra gli abitanti della grande New York, cioè il doppio di quelli esistenti all'inizio del 1947.
Il numero degli auditori della MF. è passato dal 2 al 5,5%. Risulta che il 62% degli utenti possiedono ricevitori atti alla ricezione mista MF e MA con un aumento di circa il 3% sempre riferendosi al principio del 1947, e che circa il 37% dei possessori di apparecchi di media portata possono captare le emissioni in MF.

•

Non avrà luogo quest'anno il XV Salone della Radio che si doveva tenere a Parigi in questo settembre. Tale manifestazione avrà luogo a fine maggio del 1949 unitamente e nell'ambito della Fiera di Parigi.

•

Anche la conferenza che doveva aver luogo quest'anno a Montreal per la revisione della convenzione dell'Avana è stata prorogata al settembre del 1949.

•

Se lo spazio ce lo consentisse riporteremmo ben volentieri e per esteso un articolo che è comparso sul n. 128 di *Toute la Radio* a firma E. Aisberg, direttore di questo simpatico periodico, dal titolo: « Una notizia sensazionale ci viene dagli Stati Uniti d'America - Il *Transistor* sostituirà il tubo a vuoto? »
In detto articolo l'A. dà notizia di un piccolissimo dispositivo elettronico chiamato *Transistor* destinato a sostituire nella maggior parte delle funzioni gli attuali tubi a vuoto. La notizia ha del sensazionale e l'A. non esita a chiamarla la più grande scoperta nel campo elettronico dopo quella di Lee de Forest di quarant'anni fa. L'attendibilità della stessa è garantita dal nome della impresa realizzatrice: la Bell Telephone Co. americana.
E' evidente che tale notizia è destinata a sollevare interesse e curiosità non comuni e noi ci ripromettiamo di tornare sull'argomento non appena in possesso di tutti quei particolari tecnici che ci permettano di darne una idea chiara e concreta.

•

Per tornare ai radar. Forse non tutti sanno quanto siano costati i radar agli USA durante il periodo bellico, ossia fino al giugno 1945. Non più di 2.700.000.000 di dollari, ci riferiscono. Essendo il numero troppo grosso rinunciamo a convertire tale cifra in lirette, anche perchè con i numeri grossi ci sentiamo un po' a disagio. A titolo di paragone diremo, stando sempre alla stessa fonte, che la bomba atomica è costata circa 2 miliardi di dollari.

ALCUNE RECENTI REALIZZAZIONI DELLA RCA — TUBI ELETTRONICI

1. **RCA - 6AR5**, pentodo amplificatore di potenza a riscaldamento indiretto del tipo « miniature ».

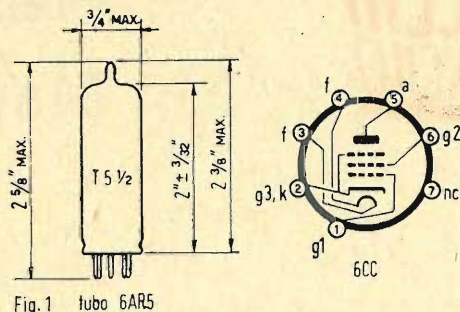



Fig. 1 tubo 6AR5

Dati caratteristici:

a) elettrici: tensione per il riscaldatore del catodo 6,3 V (c.a., c.c.); corrente per il riscaldatore del catodo 0,4 A;
b) costruttivi: massimo ingombro in senso assiale ∼ 66,6 mm (terminali di sostegno compresi); massimo ingombro in senso assiale del bulbo ∼ 60,5 mm; massimo ∅ in senso trasversale ∼ 19 mm.

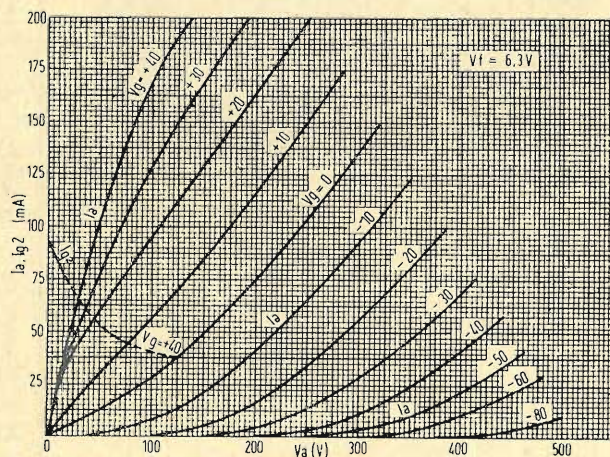



Fig 2: Caratteristiche anodiche medie (connessione a triodo)

Dati di funzionamento per l'amplificazione di classe A1:

V_a	250	250	V
V_{g_2}	250	250	V
V_{g_1}	— 16.5	— 18	V
eg (B.F.), val. max	16,5	18	V

Ia ($eg = 0$)	34	32	mA
Ia (eg = val. max)	35	33	mA
Ig_2 ($eg = 0$)	~ 5,7	~ 5,5	mA
Ig_2 (eg = val. max)	~ 10	~ 10	mA
Ri	65	68	KΩ
S	2400	2300	μA/V
Ra	7000	6000	Ω
d	7	11	%
Wo (eg = max)	3,2	3,4	W

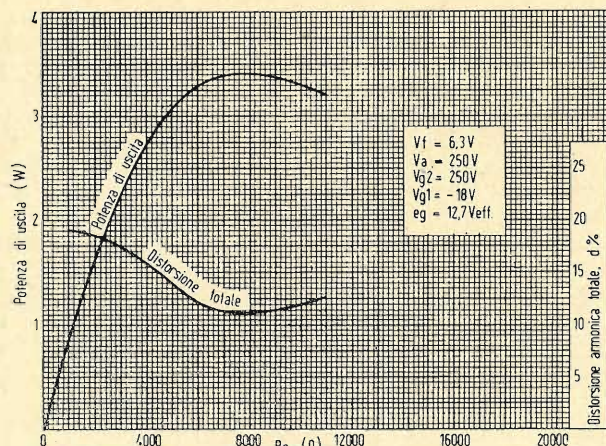



Fig. 3 · Caratteristiche di funzionamento del pentodo 6AR5

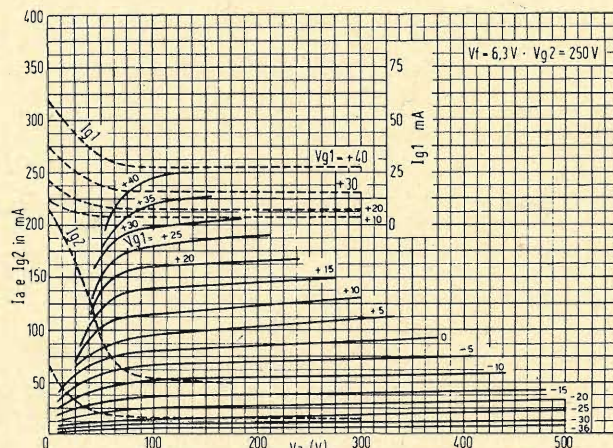



Fig. 4 : Caratteristiche anodiche medie del pentodo 6AR5 (connessione a pentodo)

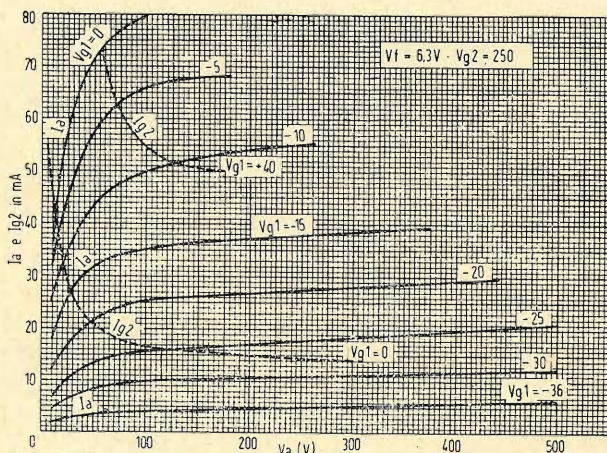



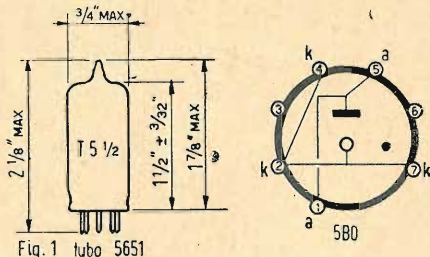
Fig. 5 · Caratteristiche anodiche medie del pentodo 6AR5 (connessione a pentodo)

Condizioni generali massime di funzionamento:

Va_0	=	250 V max
$Vg2_0$	=	250 V max
Wa_0	=	8,5 W max
$Wg2_0$	=	2,5 W max
Vf, k (f negativo rispetto al catodo)	=	90 V max
Vf, k (f positivo rispetto al catodo)	=	90 V max
Rg_1 (polarizzazione fissa)	=	0,1 MΩ max
Rg_1 (polarizzazione automatica)	=	0,5 MΩ max

Le notevoli caratteristiche elettriche del pentodo 6AR5 e le limitate dimensioni trasversali e assiali d'ingombro proprie delle serie « miniature » ne consentono particolarmente l'uso nei ricevitori di bordo. Le caratteristiche di funzionamento equivalgono a quelle del tubo 6K6-GT della serie octal-glass.

2. **RCA - 5651**, regolatore di tensione a catodo freddo del tipo « miniature ».

Fig. 1 tubo 5651

Dati caratteristici:

a) elettrici: catodo freddo;

b) costruttivi: massimo ingombro in senso assiale (terminali di sostegno compresi) ~ 54 mm; massimo ingombro in senso trasversale ~ 19 mm.

Condizioni generali massime di funzionamento:

I c.c. = 3,5 mA max
temp. ambiente = — 55 ÷ + 90° C max

Dati di funzionamento:	min.	medio	max	
Tensione d'innesco c.c.	—	107	115	V
Tensione di regime	82	87	92	V
Corrente di riposo c.c.	1,5	—	3,5	mA
Variazione di tensione (per I da 1,5 a 3,5 mA)	—		3	V
Massima fluttuazione di tensione	—	—	0,1	V
Capacità del condensatore in parallelo	—	—	20000	pF
Resistore in serie (v. note seguenti).				

Norme d'impiego del tubo RCA - 5651:

- Il tubo può essere montato in qualunque posizione.
- I terminali 3 e 6 del portatubi non devono ricevere alcuna connessione.
- La corrente immessa nei terminali comuni del portatubi non deve essere superiore a 1 A.
- Il tubo 5651 dev'essere escluso in assenza del carico per evitare fenomeni di deterioramento conseguenti alla carica dei condensatori adoperati nei circuiti di livellamento.
- Il resistore connesso in serie dev'essere calcolato in modo che alla massima tensione di regime la corrente non superi 3,5 mA e in modo che alla minima tensione di regime la corrente non sia inferiore a 1,5 mA.
- Il condensatore in parallelo al tubo non può avere una capacità superiore a 20.000 pF se si vogliono evitare delle oscillazioni parassite che causano instabilità di funzionamento.
- I campi elettromagnetici a radio frequenza e a bassa frequenza possono alterare sensibilmente il funzionamento del tubo che richiede in tal caso di essere adeguatamente schermato.

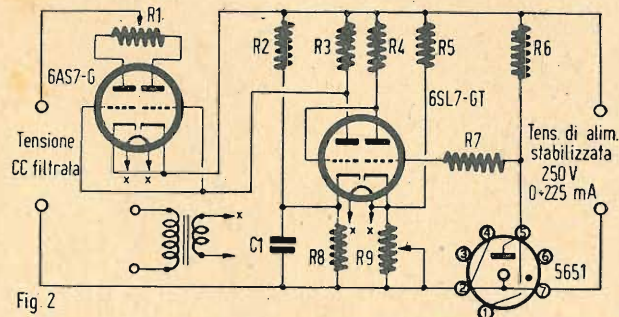



Fig. 2

- La fisionomia di un circuito di stabilizzazione della tensione è riportata nella fig. 2, in cui il tubo 5651 provvede a stabilizzare la tensione applicata fra la griglia della prima unità del tubo 6SL7-GT e il suo ritorno al catodo. La tensione che si ottiene all'uscita del dispositivo è praticamente indipendente dalle variazioni del carico.

3. **RCA - OA2, RCA - OB2,** regolatori di tensione a catodo freddo del tipo « miniature ».

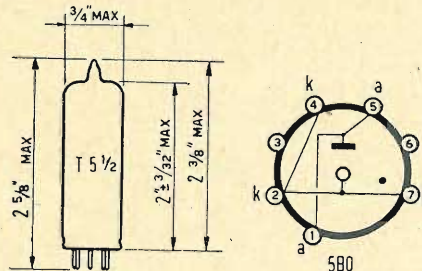



Fig. 1 tubo OA2, OB2

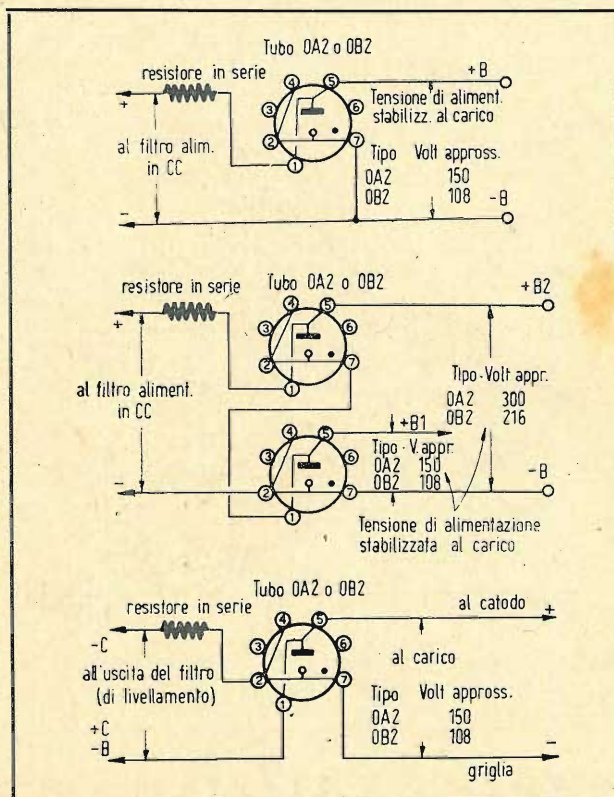
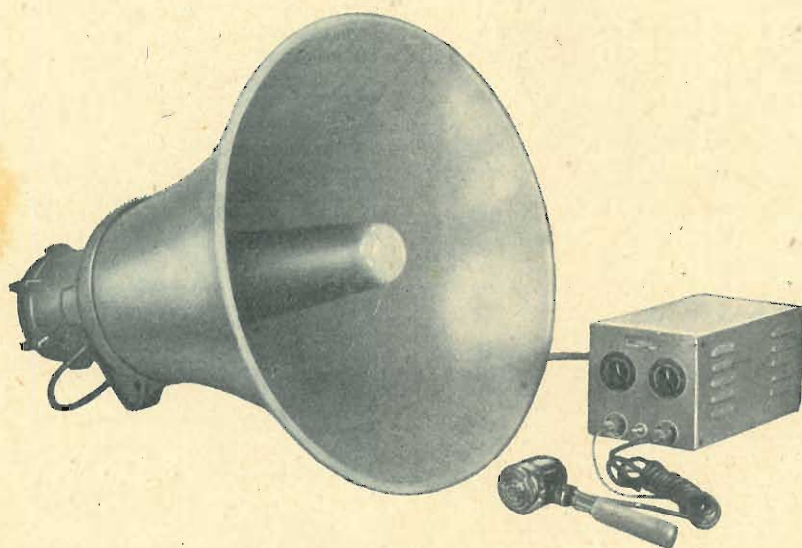
Condizioni generali massime di funzionamento

	OA2		OB2		
Corr. media d'innesco	75	max	75	max	mA
Corr. di regime c.c.	30	»	30	»	mA
Temper. ambiente	+90 ÷ —55	»	+90 ÷ —55	»	mA

Condizioni tipiche di funzionamento

Val. min. della tens. di alim. dell'anodo	185	133	V
Tensione d'innesco	~ 155	~ 115	V
Tensione di regime	~ 150	~ 108	V
Capacità del cond. in parallelo	0,1 max	0,1 max	μF
Fluttuazione di tensione 5÷30 mA)	2	2	V

Norme d'impiego dei tubi OA2 - OB2:

- Il periodo medio d'innesco non deve essere superiore a 10 secondi.
- I terminali 3 e 6 del portatubi non devono ricevere alcuna connessione.
- Il resistore in serie dev'essere di valore tale da contenere l'intensità di corrente nei valori richiesti.
- Il valore del resistore in serie è legato al valore della massima tensione di alimentazione dell'anodo e al rapporto fra l'intensità della corrente nel carico e l'intensità della corrente nel circuito del tubo OA2 e OB2, e deve essere scelto in modo da ottenere una corrente nel tubo d'intensità non superiore a 30 mA.
- La massima intensità di corrente del carico che può essere regolata è determinata dai valori minimo e massimo della tensione di alimentazione.
- Connettendo due o più tubi in parallelo si dovrà far uso di adeguati resistori di stabilizzazione; il valore più appropriato di essi è di 100 Ω per ciascun tubo.

Acquistate le valvole FIVRE solo nella loro custodia di garanzia

IL CERVELLO DELLA VOSTRA RADIO

LA GARANZIA

IL PRODOTTO

Tipo 6Q7G

FIVRE

Il cervello della vostra radio

Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche Milano

6Q7 G FIVRE

leonardo bramanti

FABBRICA
ITALIANA
VALVOLE
RADIO
ELETTRICHE

Via Amedei, 8 - MILANO - Telefoni 16.030 - 86.035

l'antenna

MENSILE DI RADIOTECNICA

ANNO XX - N. 6-7 GIUGNO-LUGLIO 1948

FONDAMENTI DI TECNICA APPLICATA

6271/5

RIVELATORI A DIODO

di GIUSEPPE TERMINI

Il comportamento di un rivelatore è completamente definito dal punto di vista qualitativo dall'andamento della caratteristica di rivelazione, in cui si dànno cioè alle ordinate i valori medi delle correnti corrispondenti a diversi valori, di ampiezza delle tensioni alimentatrici riportate sulle ascisse. L'andamento della caratteristica in questione consente di suddividere i rivelatori in due categorie, in una delle quali si comprendono i rivelatori lineari e nell'altra quelli quadratici. Nei primi il valore medio della corrente rivelata è proporzionale all'ampiezza della tensione applicata. Nei secondi il diagramma dei valori medi di corrente ottenuti riproduce il quadrato della forma della tensione stessa. L'importanza di questa suddivisione è notevole in sede di trattazione teorica della questione.

In pratica i rivelatori non appartengono a nessuna delle categorie precisate, in quanto si hanno generalmente uno o più tratti di forma parabolica in cui cioè la rivelazione segue l'andamento quadratico, uniti da un tratto rettilineo diversamente esteso ed inclinato a seconda del tipo di rivelatore. In tal caso la rivelazione è da ritenere di tipo quadratico per valori limitati della tensione alimentatrice, mentre per valori superiori può essere considerata di tipo lineare.

ad una corrente di carica fornita dal diodo nell'istante in cui il tratto infraelettrodico in questione diventa conduttore.

Il processo di carica del condensatore è seguito da quello di scarica, fatto questo che si verifica durante il periodo di tempo in cui la conduttività dell'insieme è nulla. A ciò può darsi l'interpretazione grafica riportata nella fig. 2, in cui si è rappresentato con *a* l'inviluppo della modulante, con *b* la componente a frequenza supporto e con *c* la tensione che si ha ai capi del condensatore in parallelo al resistore di carico. Il comportamento del sistema è ovviamente legato ai valori di *R* e di *C* ed è espresso dalla relazione che intercorre tra l'andamento della tensione ai capi di *C* e quella dell'inviluppo del supporto. E' agevole comprendere immediatamente che tale comportamento è subordinato alla necessità che ad ogni periodo di conduttività risultino ripristinate le condizioni con le quali si è iniziato il processo di rivelazione stesso. Nel caso, ad esempio, che il resistore *R* abbia un valore tale (troppo elevato) da impedire al condensatore di restituire completamente al resistore stesso la sua carica, si avrà ai capi di esso una carica residua non più proporzionale all'inviluppo della tensione modulata, ciò che peggiora qualitativamente e quantitativamente il rendimento del rivelatore.

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

La tecnica attuale dei ricevitori a cambiamento di frequenza si è indirizzata alla rivelazione lineare per ovvie ragioni riguardanti la fedeltà della riproduzione. A tale scopo gli stadii che precedono il rivelatore sono dimensionati in modo da ottenere all'entrata del diodo una tensione proporzionata all'andamento della caratteristica di rivelazione.

Il rivelatore lineare a diodo è caratterizzato dal valore relativamente elevato del resistore di carico; inoltre in esso l'ampiezza della tensione rivelata è di poco inferiore di quella della tensione applicata. Il circuito normalmente usato in pratica assume l'aspetto della fig. 1. La tensione modulata risultante ai capi del secondario del trasformatore accordato sulla frequenza intermedia, è applicata tra anodo e catodo di un tubo a due elettrodi avente in serie un resistore di carico (*R*) shuntato da un condensatore (*C*).

Il comportamento del sistema è ovvio. Il tratto catodo-anodo del tubo ha una conduttività di valore finito quando l'anodo è a potenziale positivo rispetto al catodo; diversamente essa è nulla. In regime di conduttività il tratto infraelettrodico catodo-anodo ha una resistenza notevolmente inferiore di quella del resistore di carico. Il processo di rivelazione si spiega esaminando il comportamento del condensatore *C*, posto in parallelo al carico e connesso in serie

La corrente che si ha all'uscita del rivelatore è determinata da una tensione alimentatrice

$$e_1 = E_1 (1 + m \, sen \, \omega t),$$

in cui si è indicato con *m* la profondità di modulazione e con ω il valore minimo di pulsazione della modulante. L'inviluppo della tensione modulata ha una pendenza $de/dt = \omega \, m \, E \cos \omega t$, che assume il valore massimo, ωE, per $m = 1$ e $\cos \omega t = 1$.

Se si considera trascurabile la resistenza interna del tubo in confronto alla resistenza di carico e se si indica con *V* la tensione che si stabilisce ai capi del condensatore per un istante qualunque corrispondente al periodo di carica, si ha, per la legge di Ohm:

$$E2 = R \cdot i + V \qquad [1]$$

in cui il prodotto $R \cdot i$ si riferisce alla caduta di tensione prodotta dal resistore. Poichè è

$$C = q \cdot V,$$

moltiplicando per *C* si ottiene:

$$C \cdot E2 = C \cdot R \cdot i + q$$

in cui si è indicato con *q* la carica che si ha sulle armature di *C* nell'istante considerato. La corrente *i* è legata alla

carica q e quindi alla capacità C dall'espressione

$$i = dq/dt = C\ (dV/dt)\ . \qquad [2]$$

Se si suppone che al tempo $t=o$, risulti $V=V_o$, essendo V_o la d.d.p. esistente fra le armature del condensatore, sostituendo la [2] nella [1] si ottiene:

$$V + RC \frac{dV}{dt} = 0$$

che è un'equazione differenziale di primo ordine e dalla quale integrando si ottiene:

$$V = K \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

dove K che è una costante è uguale a V_o essendo $V=V_o$ per $t=o$.

Si ha cioè definitivamente: $V = V_o \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$
e la velocità di variazione dv/dt, che risulta:

$$-\frac{V_o}{C \cdot R} \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

può essere espressa in valore assoluto con

$$-\frac{V_o}{CR} \qquad (3]$$

Nel tratto in cui l'involuppo della tensione modulata segue un andamento discendente, si ha da considerare una pendenza di segno negativo e di valore massimo uguale a $\omega E1$ [4]. Nel caso che sia $m=1$ ed $E1=V_o$, uguagliando la [3] con la [4], si ottiene:

$$-\omega E\,1 = -\frac{V_o}{CR} = -\frac{E\,1}{CR}$$

e quindi

$$\omega C = 1/R \text{ ed } R = 1/\omega C = X_c\ ,$$

avendo indicato con X_c la reattanza offerta da C alla pulsazione ω corrispondente alla più elevata frequenza di modulazione. La conclusione matematica a cui si è giunti è di notevole importanza e dev'essere tenuta presente in sede di svolgimento del progetto. Nel caso, ad esempio, di una frequenza di modulazione di 4,5 Hz, se è $C=100$ pF, si ha: $X_c = 1/\omega C = 1/2\pi fC = 1/6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 353.800\ \Omega$, per cui dovrà porsi

$$R = 0{,}35 \div 0{,}4\ \text{M}\Omega\ .$$

Un altro elemento che occorre conoscere in sede di svolgimento del progetto, è rappresentato dalla resistenza effettiva dell'intero circuito di rivelazione. Questi è infatti normalmente preceduto dal tubo per l'amplificazione della frequenza intermedia a cui compete un carico diverso di quello del diodo e che occorre conoscere per dimensionare correttamente gli elementi interessati alla connessione fra i due tubi.

Per determinare la resistenza effettiva del rivelatore, si può esaminare la distribuzione e il valore della potenza dissipata in esso. Se può ritenersi, come normalmente avviene, che l'intera potenza sviluppata dal rivelatore, risulti unicamente dissipata dal carico, essa può esprimersi con

$$P = E^2/R\ ,$$

avendosi indicato con E il valore della tensione che si ha ai capi del carico. Nel caso che il rendimento del rivelatore sia sufficientemente elevato, si può scrivere

$$E = 1{,}4\ e\ ,$$

in cui e si riferisce al valore efficace della tensione applicata all'entrata del rivelatore. Si ha quindi sostituendo:

$$P = \frac{(1{,}4\ e)^2}{R} = \frac{2 \cdot e^2}{R} \qquad [5]$$

Nella resistenza effettiva di entrata del rivelatore, R_e, si dissipa una potenza e^2/R_e [6]; eguagliando la [5] con la [6] si ha:

$$\frac{2\ e^2}{R} = \frac{e^2}{Re}\ ,$$

da cui risulta:

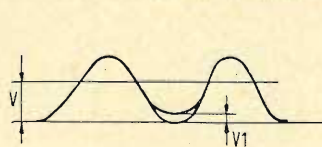
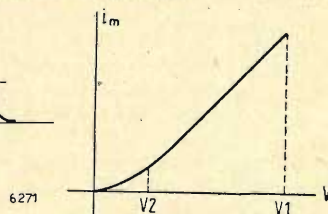
$$Re = R/2$$

ciò che dimostra che ad un rivelatore di alto rendimento, compete una resistenza di entrata che è numericamente uguale alla metà della resistenza di carico.

L'importanza di questa conclusione è notevole perchè consente di conoscere il valore effettivo del carico su cui è posto a funzionare il tubo che precede il rivelatore, nonchè di determinare opportunamente tutti gli elementi interessati alla connessione stessa. Se si aumenta il valore del resistore di carico del rivelatore e se si dimensiona in proporzione il valore di C, in modo cioè che sia $X_c = 1/R$, si ottiene di aumentare il carico effettivo del tubo che precede il rivelatore, con conseguente aumento dell'amplificazione dello stadio.

Per dimensionare i diversi elementi può effettivamente seguirsi tale criterio. Occorre però tener presente che la capacità in parallelo al resistore di carico del rivelatore, risulta a sua volta in parallelo alla capacità di entrata del tubo e che il resistore di carico non può avere un valore notevolmente superiore di quello offerto dal circuito di alimentazione che se è del tipo a risonanza di tensione ha un valore di R_d definito dal valore degli elementi costitutivi (L, C, R). In pratica, con i tubi di cui si può normalmente disporre e per tensioni alimentatrici di frequenza compresa intorno ai valori delle frequenze intermedie in uso, si può porre

$$R = 0{,}5\ \text{M}\Omega \text{ e } C = 50 \div 100\ \text{pF}\ .$$

Definita in tal senso la struttura e il dimensionamento degli elementi interessati in un circuito di rivelazione, occorre considerare il caso che all'uscita di esso si connetta anche il ritorno dei circuiti di griglia di uno o più tubi, ciò che consente di applicare automaticamente ad essi, come è noto, una tensione addizionale di polarizzazione di valore

proporzionale all'intensità del segnale che perviene al collettore d'onda. A tale sistema è d'uso ricorrere per semplicità realizzativa e sia per evitare di collegare il diodo ad un circuito sintonico, in quanto a ciò segue un appiattimento della curva di risonanza. Il circuito a cui si perviene in pratica e che assume l'aspetto riportato nella fig. 3, può dar luogo a distorsioni palesemente inaccettabili, se si trascurano alcune considerazioni importanti.

Il condensatore C_E, che ha un valore notevolmente superiore di quello di C e che risulta in parallelo al gruppo R, C del rivelatore, ha ai suoi capi una tensione $V1$ uguale al valore medio dell'inviluppo positivo o della modulata. Ciò porta a considerare due diversi fenomeni riguardanti l'uno il caso che la tensione $V1$ sia inferiore a quella che si stabilisce ai capi del carico del rivelatore, e l'altro, il caso che $V1$ sia invece superiore a V. Se è $V1 < V$ si ha una corrente di scarica attraverso il resistore $R1$ connesso al ritorno dei diversi circuiti di griglia, ciò che consente di applicare ad essi una tensione corrispondente alla caduta di tensione che si ha ai capi del resistore stesso. Quando è invece $V1 > V$, si ha una corrente di scarica attraverso il resistore di carico del diodo, la cui tensione ai capi risulta di segno tale da dare all'anodo una tensione negativa rispetto al catodo. E' allora evidente che nel caso che il valore istantaneo della tensione applicata sia inferiore di quello della tensione in questione, il processo di rivelazione non può aver luogo. Ciò rappresenta, com'è ovvio, un fattore di limitazione della massima profondità di modulazione ammissibile che, se è riferita alle fig. 3 e 4 può essere calcolata con l'espressione

$$m = (V - V1)\ /\ V = \frac{V - \frac{V1 \cdot R}{R1 + R}}{V} = \frac{R\,1}{R\,1 + R}$$

ciò che consente di dimensionare gli elementi del circuito in modo che il valore di m sia quanto più elevato possibile.

Tra la linearità del processo di rivelazione e la profondità di modulazione esiste infine un legame determinato dall'andamento della caratteristica di rivelazione. Nel caso che più normalmente s'incontra in pratica e che cioè la caratteristica di rivelazione comprende un tratto curvo iniziale raccordato con un tratto rettilineo, la massima profondità di modulazione della tensione applicata, risulta

$$m = \frac{V\,1 - V\,2}{V\,1 + V\,2}$$

come si comprende agevolmente osservando la fig. 5. *

APPARECCHI PORTATILI

di ANGELO BOSCO

6266/10

La crescente diffusione degli apparecchi portatili ed il largo favore che essi hanno riscosso dal pubblico, hanno determinato il nascere di una nuova tecnica costruttiva che tende a realizzazioni di apparecchi di elevato rendimento, minimo ingombro e peso ridotto.

Ci proponiamo perciò di far conoscere, dapprima nelle loro linee essenziali e successivamente analizzandole più profondamente, quelle che sono le caratteristiche costruttive ed elettriche di tali apparecchi e dei loro componenti.

Ci riferiremo dapprima alle realizzazioni dell'industria americana che si trova all'avanguardia di questa nuova tecnica ed accenneremo alle difficoltà che la stessa industria ha dovuto superare. Ciò sarà utile per avere apparecchi portatili. Con particolare riguardo esamineremo le caratteristiche salienti dei modelli americani più diffusi in Italia, anche allo scopo di venire in aiuto a molti radio riparatori messi sovente in difficoltà per mancanza di un qualunque testo di materia.

Allo scopo di incrementarne in Italia lo studio e la realizzazione pubblicheremo sia un progetto completo di apparecchio portatile realizzabile con il materiale che il mercato nazionale offre, come pure le norme da osservare per accingersi a tale genere di costruzione.

E' nostro proposito di tenere sempre informato il lettore dello sviluppo che assumerà la produzione italiana in questo campo, soprattutto per quanto concerne le parti staccate.

Ove non fossimo stati sufficentemente esaurienti, il lettore ci farà cosa gradita scrivendoci per chiederci maggiori delucidazioni.

APPARECCHI PORTATILI AMERICANI

Lo sviluppo della tecnica costruttiva degli apparecchi radio portatili in America, ha trovato un forte impulso durante l'ultimo conflitto e la loro adozione si ispirò, oltrechè alle più moderne esigenze nel campo delle comunicazioni, anche e soprattutto ai nuovi criteri informativi d'impiego delle truppe, che rispondessero alle esigenze richieste dalle operazioni di sbarco. Nacque così una grande varietà di apparecchi riceventi e ricetrasmittenti di proporzioni ridottistime e minimo peso, molti dei quali ora conosciuti anche in Italia giacchè alla fine delle ostilità furono ceduti come residuati al Governo italiano che li pose in vendita tramite l'A.R.A.R.

Col ritorno alla normalità, molte industrie americane si trovarono così in possesso d'una vasta esperienza nel campo dei micro-apparecchi e dotate, per giunta, della attrezzatura necessaria per la costruzione in grandi serie di apparecchi portatili (A. P.) i quali presentano notevoli perfezionamenti dispetto alla produzione anteguerra. Molti di tali apparecchi raggiungono dimensioni talmente piccole da poter essere allogati comodamente in tasca, pur avendo una sensibilità elevata ed una discreta riproduzione.

Vediamo ora di esaminare tecnicamente alcuni tra gli apparecchi americani più diffusi allo scopo di trarne utili cognizioni sia teoriche che pratiche. Premesso che la maggior parte di detti apparecchi sono delle convenzionali supereterodine ci occuperemo di esaminare in base al circuito pubblicato che è il più semplice e il più usato (fig. 1) ogni singola parte della sua singola realizzazione ed impiego.

Cominceremo con un esame delle valvole impiegate le quali, come si può facilmente dedurre dallo schema, sono tutte ad accensione diretta. Esse sono:

1R5 Convert. pentagriglia a riscaldamento diretto. Filamento 1,4 V, 0,05 A; placca 90 V; griglia sch. 67,5 V; griglia controllo e griglia oscillatrive 0 V. In questa valvola la griglia schermo viene usata al posto della placca oscillatrice mancante.

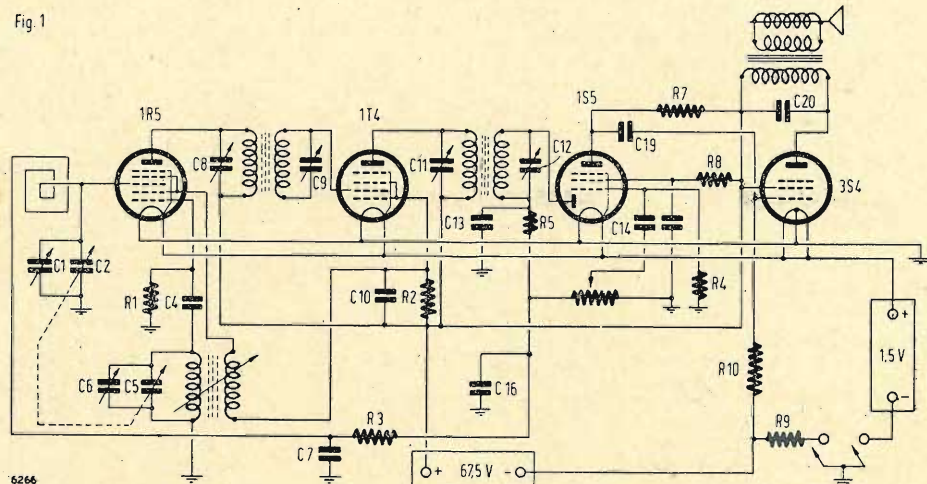
1T4 Pentodo amplificatore di A. F. e M. F. Filamento 1,4 V - 0,05 A; placca 90 V; griglia schermo 67,5; griglia schermo 67,5; griglia controllo 0; trasconduttanza 700-900. Questa valvola non richiede alcuno schermo esterno.

1S5 Diodo-pentodo di B.F. Filamento 1,4 V - 0,05 A; placca 90 V; griglia schermo 67,5 V; griglia controllo 0 V; resistenza anodica 1 Mohm; resistenza di griglia schermo Mohm 3,3.

3S4 Pentodo amplificatore di potenza. Filamento 2,8-1,4 V, 0,05-0,1 A; placca 90 V; griglia schermo 67,5 V; griglia controllo 4,5 V; transconduttanza 1250 micromho; resistenza interna 8.000 ohm; 0,27 W con armoniche 10%. Questa valvola è munita di una presa centrale sul filamento per poter essere accesa sia con tensione di 2,8 V, 0,05 A che con tensione di 1,4 V, 0,1 A. Questo accorgimento permette di collegarle sia in serie che in parallelo alle altre valvole.

La serie suesposta è completata, per quanto riguarda gli A.P. dalle seguenti valvole:

1L4 Pentodo di A. F. a pendenza ripida. Filamento 1,4 V, 0,05 A; placca 90 V; griglia schermo 67,5-90 V; griglia controllo 0; trasconduttanza 1025; resistenza di placca 0,6-0,35 Mohm.
Questa valvola differisce dalla citata 1T4 per la maggior pendenza e per l'amplificazione che è fissa anzichè variabile. Non abbisogna di schermo esterno.

3Q4 Pentodo amplificatore di potenza. Filamento 2,8-1,4 V, 0,05-0,1 A. Placca 90 V; griglia schermo 90 V; griglia controllo 4,5 V; transconduttanza 2000; resistenza di carico 10.000; potenza d'uscita 0,27 W.
Differisce dalla 3S4 per la maggior pendenza, per il

Uno dei più semplici e diffusi circuiti elettrici per apparecchi portatili.

negativo di griglia minore, e per il carico esterno maggiore.

35W4 Rettificatrice monoplacca a riscaldamento indiretto. Filamento 35 V, 0,15 A. Equivalente alla valvola 35Z5. Placca 110-125 V; I max 100 mA.
E' impiegata unitamente alla valvola 50B5 per l'alimentazione di ricevitori portatili con la corrente alternata.

50B5 Pentodo di potenza a concentrazione elettronica. Filamento 50 V, 0,15 A; placca 117 V; schermo 117 V; griglia controllo 7,5 V; transconduttanza 7.500; potenza indistorta 1,6 M.

117Z3 Rettificatrice monoplacca a riscaldamento indiretto. Filamento 117 V, 0,05 A; tensione max di placca 117 V; I max 90 mA.
Questa valvola viene usata per l'alimentazione alternata di apparecchi portatili.

Le valvole le cui caratteristiche abbiamo esposte sono conosciute sotto la denominazione di « *Miniatura* » e costruite con bulbo di vetro nella cui parte inferiore sono fusi i piedini di acciaio. Le dimensioni massime sono di mm. 10 × 60. Lo zoccolo consta di 7 piedini disposti a 45°.

Dall'esame delle caratteristiche si può facilmente dedurre che questa serie di valvole rappresenta quanto di meglio si possa desiderare per la costruzione di A.P., dato il basso consumo, la tensione anodica non elevata, il minimo ingombro e il forte guadagno. Di contro la potenza erogata dalla valvola finale è molto ridotta e ciò pone un problema non facilmente solubile: quello di ottenere una riproduzione soddisfacente in altoparlante. Fu questa difficoltà che ostacolò maggiormente l'imporsi di questa categoria di apparecchi. Si credette dapprima di trarre buoni vantaggi dall'adozione di altoparlanti magnetici i quali, oltre ad avere un rendimento più elevato, offrono il vantaggio di non richiedere trasformatori d'uscita il che rappresenta sempre una notevole perdita e un considerevole ingombro. I risultati pratici non furono però sufficientemente buoni a causa della poca accuratezza con cui furono costruiti detti altoparlanti. Infatti si cercò solamente di adattare vecchi sistemi già caduti in disuso valendosi di esperienze già acquisite, senza preoccuparsi di introdurre quegli accorgimenti che il loro impiego specifico richiedeva. Gli studi tornarono perciò ad orientarsi verso l'adozione degli altoparlanti magneto-dinamici. Questi altoparlanti, come tutti gli altoparlanti a bobina mobile, richiedono però, per dare un buon rendimento, un campo magnetico molto intenso.

I primi altoparlanti così costruiti erano dotati di un magnete il quale occupava uno spazio di circa la metà dell'ingombro totale, allo scopo di ottenere un fortissimo flusso magnetico nel traferro (circa 70000 linee al cm³).

La fig. 2 mostra un altoparlante molto usato fino a poco tempo fa per la costruzione di apparecchi portatili a batteria. Il cono di questo altoparlante ha forma elittica allo scopo di dare un grande sviluppo alla membrana senza occupare eccessivo spazio. Il magnete è in ALNICO III (lela a base di alluminio, nikel, cobalto) ed ha una densità propria di circa 4000 linee al cmq.

Il rendimento si aggira attorno al 60-65% ma la riproduzione è piuttosto sgradevole. Inoltre, a causa della forma del cono, la bobina mobile è soggetta aperdere il centraggio con facilità producendo vibrazioni molto fastidiose. La fig. 3 mostra invece un tipo di altoparlante di costruzione recentissima munito di magnete all'ALNICO V° (linee 8.000 cmq.). Questo altoparlante è notevolmente più leggero del precedente ed ha uno sviluppo del cono di circa il doppio. Il rendimento è di circa l'80-85% e non è molto soggetto a

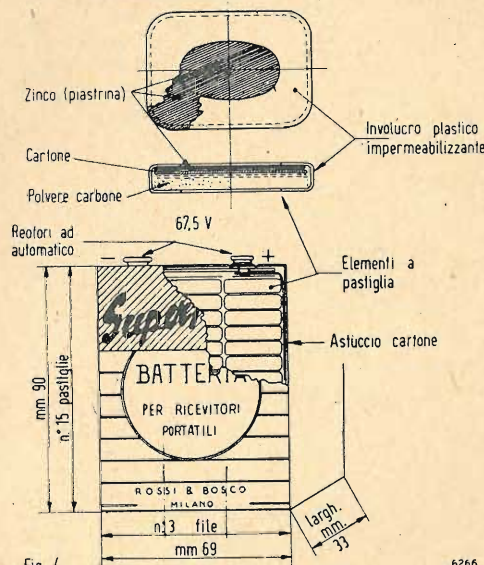
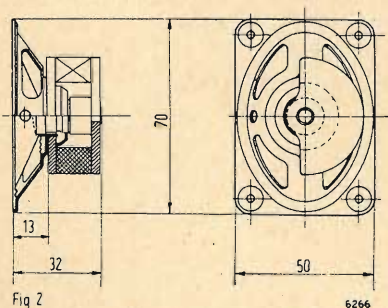
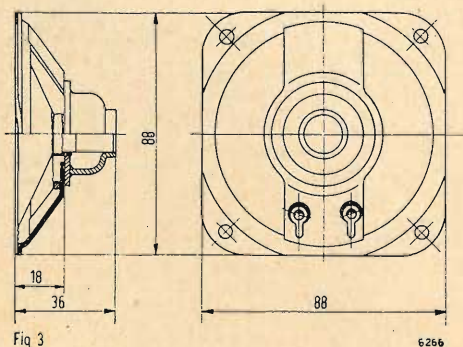



Fig. 4

vibrazioni parassite. Gli apparecchi dotati di questo tipo di altoparlante, tenendo conto delle perdite dovute al trasformatore d'uscita, hanno perciò un rendimento acustico totale che si aggira attorno al 65-70% della potenza resa dalla valvola finale. Il trasformatore d'uscita per questi apparecchi è montato su lamierino al silicio laminato a 0,3 con perdita per isteresi di circa 0,8.

Alcune case sperimentarono trasformatori d'uscita con nucleo in permalloy o in mu-metal, ottenendo trasformatori di dimensioni di un quarto circa i normali, ma in pratica i risultati non furono buoni in quanto sia il permalloy che il mu-metal perdono immediatamente le loro proprietà magnetiche qualora siano assoggettate ad urti o vibrazioni.

Abbiamo visto dalla caratteristica delle valvole che la tensione anodica max è di 90 V mentre la tensione di lavoro normale è di 67,5 V. Vediamo ora come è stato possibile alimentare le placche delle valvole con una sorgente autonoma ed incorporata nell'apparecchio e perciò molto piccola.

Scartato, almeno per gli apparecchi tascabili, il sistema di elevare la tensione fornita da un solo elemento di batteria a secco o di accumulatore a mezzo di un survoltore vibrante, in quanto il rendimento di detto apparato si aggirerebbe per potenze così basse attorno al 15-20%, si ricorse a batterie di pile a secco appositamente studiate, che presentassero i seguenti requisiti: leggerezza, minimo ingombro, max. economia, compattezza e garanzia di impermeabilità per le sostanze in esse contenute che altrimenti deteriorerebbero gli apparecchi.

L'elemento di queste pile è composto dagli stessi componenti l'elemento Leclanché. La disposizione ed il criterio costruttivo sono invece completamente nuovi.

La fig. 4 illustra un elemento delle batterie in questione. Esso è formato da una pastiglia di zinco carbonato dalla

Fig 2

Fig 3

parte esterna e da una pastiglia di carbone di storta. Esse sono separate dal depolarizzante (biossido di manganese) mescolato a polvere di grafite e da uno spessore di speciale cartone assorbente imbevuto di cloruro d'ammonio che rappresenta la parte attiva dell'elemento.

Il tutto è ricoperto da un involto di sostanza plastica impermeabile che lascia scoperta la parte superiore dello zinco e del carbone. Questi elementi, montati a file sovrapposte come l'antica pila di Volta, non necessitano di collegamenti saldati, in quanto la continuità della serie è mantenuta dal contatto diretto tra gli elettrodi. Le batterie così costruite, oltre ai vantaggi suaccennati, offrono garanzie di durata e di conservazione veramente eccezionali, ed inoltre grazie alla forma geometrica piana dell'elemento, la resistenza interna è più bassa di quella di qualunque batteria.

Di uso comune sono normalmente le batterie da 67,5 V, composte da 3 file da 15 elementi ciascuna. I reofori, per consentire la facile intercambiabilità, sono formati da bottoni standardizzati ad innesto automatico.

L'industria americana produce oggi batterie di dimensioni così piccole da poter essere contenute anche in apparecchi tascabili montanti valvole della serie sub-Miniature.

L'alimentazione dei filamenti è invece ottenuta generalmente per mezzo di un elemento di pila Leclanché tubolare a 1,5 V sugli apparecchi con valvole collegati in parallelo, e di batterie con tensioni varianti tra i 4,5 V, e 10,5 per quelli con valvole collegate in serie.

Un sistema di alimentazione anodica completamente nuovo e particolarmente interessante, è quello usato su alcuni apparecchi portatili con valvole Sub-Miniature. Esso è composto da una batteria da 1,5 V, da un trasformatorino e da una speciale valvola sempre Sub-Miniature a gas. Questa valvola ha la proprietà di poter oscillare anche con una tensione di placca di soli 1,4 V. Sfruttando questo potere e collegando opportunamente il primario del trasformatore in serie sul circuito anodico della valvola è possibile ottenere sul secondario una tensione alternata della tensione voluta, e raddrizzando detta corrente con raddrizzatori metallici al selenio alimentare il ricevitore.

A titolo di curiosità diremo che questo sistema era stato ideato, una decina d'anni or sono, da un tecnico italiano di nostra conoscenza.

Passiamo ora ad esaminare le altre parti dell'apparecchio.

I trasformatori di M.F. sono pure stati costruiti con criteri speciali che ne hanon permesso la realizzazione in scala ridotta senza alternarne le caratteristiche elettriche.

Esse sono state realizzate sfruttando il principio costruttivo di introdurre l'avvolgimento all'interno di una calotta di poliferro, la quale oltre ad aumentarne il quoziente di bontà (Q), agisce come schermo tra la massa, rappresentata dallo schermo esterno, e l'avvolgimento, diminuendone considerevolmente la capacità. in quanto l'azione del poliferro, data la sua bassa conducibilità, può essere considerata, fig. 5, come una serie di resistenze e di capacità. Su questo principio furono costruiti vari tipi di trasformatori M.F.

Fig 5

Fig 6a Fig 6b

La fig. 6 ne illustra due tra i più usati. Si noti che mente nel primo la regolazione è ottenuta per mezzo di compensatori, nella seconda viene invece variata direttamente i posizione del poliferro rispetto all'avvolgimento.

Questi trasformatori, grazie alla forte quantità di poliferro, hanno un fattore di bontà molto elevato, tanto che vengono attualmente utilizzati anche per la costruzione di apparecchi normali e di classe.

Le dimensioni usuali di dette M.F. sono di millimetri 50 × 20 × 20.

Su alcuni apparecchi (es. Emerson 508) il secondo trasformatore di M.F. è costituito da un solo circuito accordato agente sul diodo rivelatore, mentre il primario è aperiodico. Questo sistema è stato però abbandonato perchè di scarso rendimento. A titolo di curiosità diremo che alcuni apparecchi con valvole Miniature per corrente alternata montano solamente il primo trasformatore di M.F. accoppiando il diodo rivelatore alla placca dell'amplificatrice di M. F. attraverso una capacità di pochi pF. ottenendo buoni risultati.

Il valore di M.F. più comunemente usato è di 445 kHz.

Alcune case adottano il sistema di montare, come amplificatrici di M.F., due valvole in cascata, accoppiate a resistenza e capacità allo scopo di migliorare la sensibilità. In particolare questo sistema è stato usato sugli apparecchi montanti la serie di valvole G.T. a 1,5 V, le quali valvole hanno una pendenza molto bassa.

Il circuito di alta frequenza è composto della valvola oscillatrice-mescolatrice, dal condensatore variabile, dalla bobina oscillatrice e dalla bobina d'accordo.

Quest'ultima funziona generalmente da telaio ed essendo accordata permette un'ottima ricezione. Generalmente viene collocata all'interno del coperchio dell'apparecchio per mantenerla lontana dallo chassis durante il funzionamento.

Il condensatore variabile è sagomato in modo che la prima sezione abbia una capacità di circa il doppio della seconda, allo scopo di poter mantenere il passo tra l'oscillatore e l'aereo senza introdurre il padding. La regolazione del passo sulle frequenze basse si ottiene regolando la posizione del nucleo di poliferro della bobina oscillatrice.

Essendo la valvola 1R5 una pentagriglia e cioè sprovvista di griglia anodica, (placca oscillatrice), il primario dell'oscillatore è collegato in serie alla griglia schermo. In questo modo anche la parte oscillatrice della valvola assume caratteristiche di funzionamento di un pentodo.

Alcuni apparecchi di produzione molto recente, anzichè variare la capacità dei circuiti oscillanti d'accordo e dell'oscillatore, ne variano l'induttanza per mezzo di poliferri sincronizzati ed agenti all'interno delle bobine.

La fig. 7 mostra lo schema di principio di un circuito di A.F. ad induttanze variabili. E' da notarsi che il telaio è accordato automaticamente per simpatia con la bobina d'aereo per mezzo del primario in comune (L2 e L3).

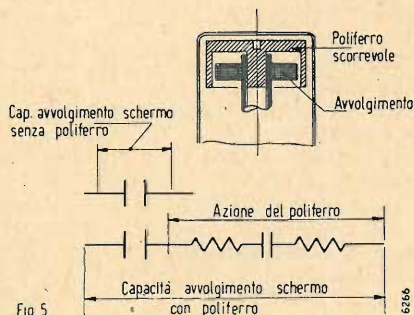
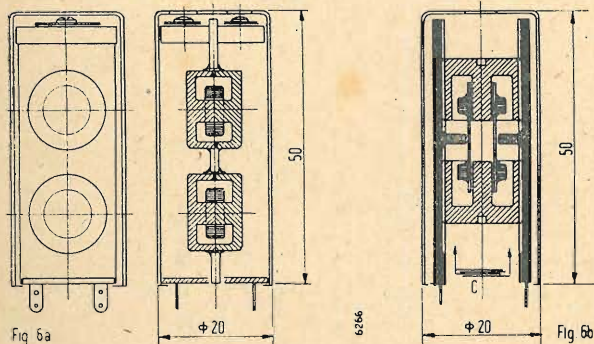
Il circuito dell'oscillatore è pure costituito secondo un particolare criterio: in esso la differenza tra tensione oscillante di griglia e tensione oscillante di placca è ottenuta per mezzo delle capacità C1 e C2 poste tra i due capi della bobina e massa. Ciò permette di far agire il nucleo di poliferro sulla bobina senza soluzione di continuità.

Questo sistema ha un fattore di bontà superiore al precedente.

Le rimanenti parti dell'apparecchio sono elettricamente normali, la loro sola particolarità è quella di essere di dimensioni ridotte. Naturalmente la tensione d'isolamento dei condensatori fissi è stata ridotta a soli 150 V, più che sufficienti del resto per il funzionamento a 67,5 V.

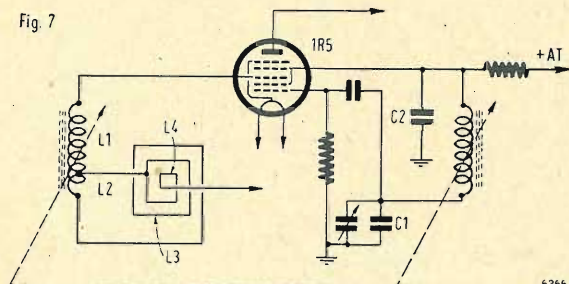
Le resistenze fisse sono già da tempo prodotte dall'industria americana, di dimensioni sufficientemente piccole. Da tenere presente inoltre che la massima potenza applicata alle resistenze del circuito è inferiore a 1/5 W.

L'interruttore viene generalmente comandato sugli apparecchi di piccolo formato, dall'apertura e chiusura del coperchio e agisce tanto sulla batteria anodica che su quella del filamento. Questo accorgimento è indispensabile per im-

pedire che il condensatore elettrolitico scarichi la batteria anodica.

Vediamo ora di esaminare le particolarità di alcuni apparecchi molto diffusi in Italia.

Cominceremo con il più comune:

EMERSON 508. Questo apparecchio delle dimensioni di cm 21 × 10,5 × 5,5 è stato fino a due anni or sono l'apparecchio portatile più diffuso. E' fornito di una batteria delle dimensioni di mm 90 × 70 × 32 e di una batteria da 1,5 V di normali dimensioni a torcetta.

Esso può essere considerato come l'apparecchio tipico portatile, in quanto è costruito con criteri che lo rendono molto semplice e molto robusto. Non presenta alcuna particolarità al di fuori di quelle generali che abbiamo esposto.

I guasti che si producono più frequentemente sono

1) Interruzione del primario del trasfromatore d'uscita. Per eseguire la riparazione è necessario smontare il trasformatore che è fissato allo chassis per mezzo di due saldature sulla calotta. Il primario può essere sfilato dal trasformatore senza svolgere il secondario. Per il riavvolgimento i dati sono: sp. 2850 filo ∅ 0,06; resistenza 650 ohm.

2) Interruzione della resistenza che alimenta la griglia schermo della valvola 1S5 (3,3 Mohm).

3) Primario e secondario della bobina oscillatrice in corto circuito tra loro.

E' generalmente sufficente svolgere il primario che è avvolto sopra al secondario e dopo aver posto uno strato di carta sottile tra i due avvolgimenti, riavvolgere il primario con lo stesso filo.

4) Funzionamento intermittente a seguito di incrostazioni prodotte dalle esalazioni della batteria del filamento lasciata scaricare nell'apparecchio.

E' necessario in questo caso lavare tutti i contatti delle batterie e degli zoccoli con benzina rettificata. La stessa operazione deve essere eseguita su tutte le parti metalliche e non metalliche che possono essere state soggette alle esalazioni della batteria. Si sconsiglia l'uso di tretracloruro di carbonio e di etere a mano che non sia seguito da lavaggio con benzina.

5) Corto circuito tra il primario e il secondario della seconda madia frequenza.

In questo caso è bene fare eseguire la riparazione da un laboratorio specializzato in avvolgimenti di media frequenza.

EMERSON 505. Valigetta a batteria ed a corrente alternata. Dimensioni simili a quelle del Phonola similare di produzione italiana. Questo apparecchio è uno dei meglio riusciti della casa Emerson. 7 valvole di cui 5 funzionanti con le batterie e due (35W4-50B5) ausilarie per il funzionamento con la rete luce.

In questo apparecchio le valvole sono collegate in serie per mantenere il consumo dei filamenti a 0,05. E' fornito di 2 batterie da 4,5 V per l'accensione dei filamenti e due batterie 45 V per l'alimentazione anodica. Durante il funzionamento in alternata l'accensione dei filamenti viene prelevata sul catodo della valvola finale ausiliaria (50B5) la quale è prevista per un consumo anodico di 50 mA con tensione di 110 V (fig. 8).

Questo sistema permette di alimentare i filamenti, che sono a riscaldamento diretto senza gravarne il consumo sulla raddrizzatrice. Il rendimento del sistema è molto buono e presenta il vantaggio di fornire ai filamenti una corrente perfettamente livellata.

Le valvole a riscaldamento diretto, quando siano collegate in serie vengono però a trovarsi automaticamente polarizzate rispetto alla massa. Poichè la tensione di polarizzazione delle valvole Miniature ad eccezione della finale è 0 è necessario correggere l'inconveniente. La fig. 9 illustra lo chema del circuito C.A.V. dell'Emerson 505 che permette alle valvole di funzionare con propria polarizzazione grazie al partitore di tensione illustrato. Naturalmente il controllo automatico di volume non può agire che con ritardo, ma l'inconveniente non è apprezzabile ad orecchio.

I guasti più frequenti di questo apparecchio sono:

1) Corto circuito tra il catodo e il filamento della valvola raddrizzatrice (35W4). Poichè questa valvola è difficilmente reperibile sul mercato italiano, è conveniente sostituirla con la valvola 35Z4GT che ha caratteristiche uguali.

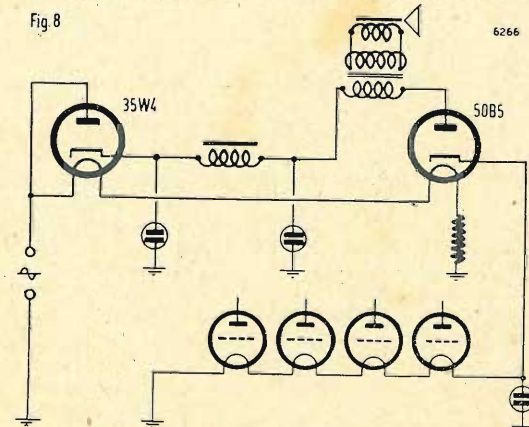
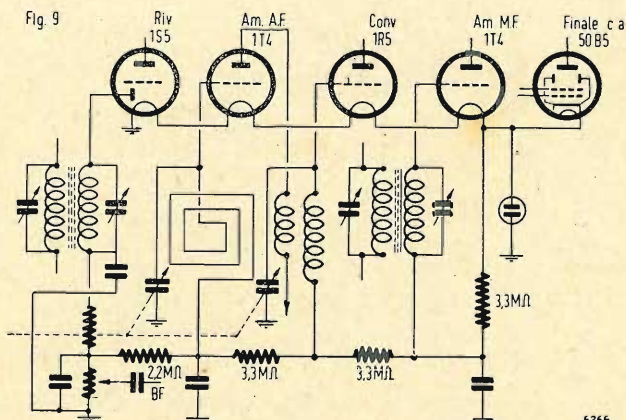
2) Interruzione della resistenza che alimenta la griglia schermo della 1S5.

La commutazione da corrente alternata a batteria è comandata dall'estrazione della spina del cordone dall'apposito innesto. In questo modo le batterie non possono essere inserite durante il funzionamento in alternata e viceversa.

EMERSON 558. Simile al mod. 508 ne differisce per l'altoparlante che è circolare anzichè elittico, e per il fatto che sul pannello superiore porta la scala parlante numerica. Questo apparecchio ha una sensibilità più elevata del precedente 508 ed una riproduzione molto superiore, dovute, la prima, alla seconda M.F. che porta due circuiti accordati anzichè uno solo, e la seconda da l'altoparlante costruito con magnete di ALNICO V° e il cono di maggiori dimensioni.

Come il precedente monta una batteria anodica da 67,5 V delle dimensioni di mm 90 × 70 × 32 ed una normale batteria a torcetta per l'accensione di filamenti. E' soggetto agli stessi guasti.

EMERSON 569. Differisce dal precedente 558 per il fatto che può essere alimentato sia a batteria che a corrente alternata. Le valvole sono accese in serie. Monta una batteria da 67,5 V delle dimensioni di mm 60 × 70 × 32 ed una batteria da 6 W delle dimensioni di mm 59 × 29 × 29 per l'accensione dei filamenti.

Il raddrizzamento della corrente alternata è ottenuto per mezzo di un raddrizzatore al selenio. Il cordone di alimentazione viene incluso attraverso una boccola praticata su di un fianco dell'apparecchio.

R.C.A. VICTOR Personal. Differisce dall'Emerson 508 per la differente disposizione delle parti. Inoltre ha la seconda M.F. munita di 2 circuiti accordati. E' soggetto agli stessi guasti.

GENERAL ELECTRIC. Valigetta a corrente continua ed alternata. Sei gamme d'onda di cuil di medie e 5 di corte. Monta la serie Lock-in a chiave.

L'alimentazione di questo apparecchio è degna di nota. E' ottenuta a mezzo di un accumulatore al piombo da 2 V e di un survolatore a vibratore. L'apparecchio è inoltre munito di raddrizzatore al selenio per la carica della batteria. Durante il funzionamento con la spina collegata alla rete luce è sempre la batteria che fornisce l'energia all'apparecchio, ma viene mantenuta in tampone. Spegnendo l'apparecchio la batteria rimane in carica. L'involucro di cristallo della batteria permette di controllarne la carica a mezzo di 1 galleggiante. Questo apparecchio è però molto pesante e va soggetto ai seguenti inconvenienti:

1) Fuori-uscita dell'acido dalla batteria durante il trasporto con conseguente serio deterioramento dell'apparecchio.

2) Deterioramento della batteria a causa di cariche troppo prolungate o della scarica al di sotto dei limiti di tolleranza.

A nostro avviso sarebbe stato molto più conveniente usare una batteria al ferronikel la quale non contenendo acido ed essendo più leggera di quella al piombo sarebbe stata più indicata allo scopo, tenendo conto anche che può essere scaricata senza deteriorarsi sino a 0.

APPARECCHIO ZENIT TRANSOCEAN. Valigetta a corrente alternata ed a batteria. Sei gamme d'onda di cui 1 di medie e 5 di corte. E' munito di 1 batteria a 90 V ed 1 a 10,5 V. Monta la serie Lock-in a chiave con un Push-pull finale di 1LB4. E' questo l'unico apparecchio portatile che usi 2 valvole in controfase. La resa acustica è molto buona.

L'apparecchio è munito di antenna a telaio per le onde medie e di antenna a stilo per le onde corte. Inoltre è fornito di una antenna supplementare per la ricezione delle onde corte in automobile e di un cordone che permette di separare il telaio delle onde medie dall'apparecchio per porlo in condizioni di migliore ricezione quando sia necessario. Tanto il telaio che l'antenna supplementare sono muniti di ventosa di gomma per l'applicazione al cristallo della vettura.

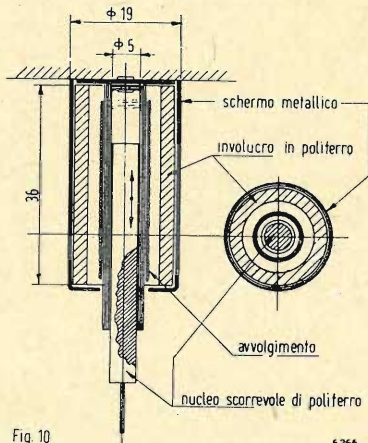



Fig. 10

I guasti non sono molto frequenti su questo apparecchio se si la bruciatura delle valvole. Durante il funzionamento in alternata è necessario non superare la tensione di 117 V altrimenti si manifesta un forte ronzio modulato.

APPARECCHIO EMERSON R B Z. Questo apparecchio pure essendo di tipo militare è molto diffuso in Italia. E' stato costruito per l'impiego presso i reparti da sbarco. Conun nuovissimo sistema, quello di racchiudere le bobine albatterie. E' munito di due batterie da 1,5 V per l'accensione dei filamenti e di una batteria da 67,5 per l'alimentazione anodica. Ha solamente una gamma di onde corte da 5 a 12,5 MHz.

Questo apparecchio è sprovvisto di condensatore variabile e la sintonia è ottenuta per mezzo di tre induttanze variabili. Poichè con i normali nuclei di poliferro è impossibile coprire una gamma così estesa, i costruttori sono ricorsi ad un nuovissimo sistema, quello di racchiudere le bobine all'interno di un cilindro di poliferro il quale, chiudendo con il nucleo regolabile il circuito magnetico, permette, a parità di spostamento di ottenere una variazione di frequenza molto maggiore. La fig. 10 mostra in sezione una bobina dell'RBZ.

La sensibilità di questo apparecchio è molto notevole, grazie all'amplificazione di A. F., alla presenza del poliferro su tutte le bobine ed al buon comportamento sulle onde corte delle valvole Miniature.

Da notarsi che la valvola finale di questo apparecchio è un pentodo di alta frequenza collegato a triodo (1L4). In tal modo si ottiene una potenza d'uscita di 100 milliwatt sufficenti per alimentare la cuffia di cui è provvisto.

L'antenna di questo apparecchio è prevista per essere collegata all'elmetto e perciò può essere accordata per mezzo dell'apposito compensatore in serie.

Un altro apparecchio molto interessante e molto diffuso è il rice-trasmettitore, a valvole Miniature, portatile conosciuto sotto la denominazione di Handie-Talkie.

Consta di una sepereterodina a quattro valvole e di una valvola finale di trasmissione con annesso circuito d'accordo finale e d'aereo.

Durante il funzionamento in trasmissione la valvola convertitrice del ricevitore funziona come valvola pilota del trasmettitore, mentre la parte di B.F. unziona da modulatore. In tal modo tutte le valvole rimangono in funzione sia in ricezione che in trasmissione, eccetto la amplificatrice di M.F. (IT4).

La sintonia è mantenuta immutabile da un quarzo per la trasmissione e da un secondo cristallo oscillante su di una frequenza di 455 kHz inferiore al primo. In tal modo essendo la M.F. appunto di 455 kMz è assicurata la perfetta isoonda tra i due colleganti.

La commutazione avviene attraverso un commutatore lineare disposto parallelamente all'asse dell'apparecchio ed avente movimento longitudinale.

Come ricevitore acustico e come microfono vengono usati due padiglioni costruiti a somiglianza di un altoparlante magneto-dinamico, ma in scala molto ridotta.

L'antenna è composta da più sezioni cilindriche rientranti a telescopio, e può essere accordata all'evenienza tramite l'apposito variabile.

I cristalli di quarzo, la bobina d'aereo ed il circuito di filtro di banda sono facilmente intercambiabili per permettere con facilità frequenza di lavoro.

Poichè l'Handie-Talkie è previsto per la ricezione e la trasmissione della sola parola, i trasformatori di M. F. vengono sfruttati al massimo della sensibilità e selettività. In tal modo la banda passante viene ad essere di soli 4.000 Hz, e la riproduzione dell'apparecchio non è molto gradevole.

L'alimentazione è fornita da una batteria anodica da 103,5 V e da una batteria da 1,5 V per l'accensione dei filamenti.

Il tutto è contenuto in un astuccio di metallo che porta ad un'estremità l'antenna, su di un fianco il ricevitore ed il microfono e sul fianco adiacente il comando per la commutazione. In tal modo si può maneggiare l'apparecchio come un ricevitore telefonico.

Anche questo apparecchio ha trovato largo impiego presso le trubbe da sbarco. La sua portata è di circa 4-5 km in condizioni favorevoli.

Questi sono gli apparecchi americani più diffusi. Vediamo ora di esaminare anche quello che è stato fatto in Italia in questo campo.

Il primo apparecchio portatile italiano fu costruito nel 1939 dalla Phonola, con valvole Philips serie «D» ma questo apparecchio non diede mai buoni risultati e sopratutto non incontrò il favore del pubblico. Inoltre lo scoppio della guerra rese molto problematico il ricambio delle batterie. Per tutte queste ragioni gli aparecchi portatili non attrassero mai in Italia l'attenzione dei tecnici.

Con l'arrivo dall'America dei nuovi modelli di cui abbiamo parlato, e visto il successo riportato da tali apparecchi, i laboratori italiani cominciarono finalmente ad esaminare il sistema.

Naturalmente se l'industria americana incontrò difficoltà, ben maggiori sono quelle che l'industria italiana deve superare. In primo luogo la costruzione di altoparlanti aventi i requisiti richiesti appare ancora lontana, in secondo luogo, le valvole Miniature non sono ancora costruiti dalla F.I.V.R.E. e i campi A.R.A.R. non sarebbero in grado di

(*segue a pagina 210*)

UN GENERATORE DI A. F. A VENTI-MILA VOLT

di G. A. UGLIETTI

6272/3

PREMESSA

L'uso ormai generale di tubi elettronici per la produzione di oscillazioni ad alta frequenza ha fatto dimenticare e certamente trascurare specie da parte del Dilettante i generatori di A.F. di tipo non elettronico e più precisamente quelli del tipo Tesla e derivati che ora vengono costruiti dall'industria quasi unicamente per l'impiego in apparecchiature elettromedicali e per alcune speciali prove di collaudo di materiali isolanti.

Richiamati i concetti generali viene descritta la facile rea-realizzazione di un generatore di A.F. a 20.000 volts che permetterà la generazione di onde di lunghezza d'onda inferiore al millimetro come verrà descritto in un articolo successivo.

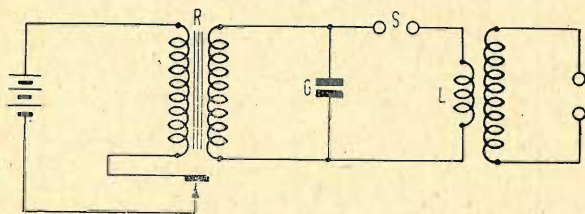



Fig 1

GENERALITA'.

Nella sua forma originaria l'oscillatore di Tesla comprendeva un rocchetto di Ruhmkorff *R* (vedi fig. 1) di cui non stiamo a descriverne il funzionamento in quanto si suppone noto, che caricava a un potenziale elevato il condensatore *C* e a carica completata di quest'ultimo la tensione ai capi delle sferette dello spinterogeno *S* aumentava a un valore sufficiente per far scoccare la scintilla tra esse per cui una corrente circolava anche in *L* che si caricava a sua volta per autoinduzione mentre *C* si scaricava e così di seguito con grande rapidità fintanto che la scintilla attraverso *S* teneva chiuso il circuito oscillante *L C*. Le oscillazioni erano ovviamente del tipo smorzato e avevano un « treno » d'onda molto breve data la pur sempre grande resistenza della scintilla che veniva a capitare in serie al circuito oscillante, la frequenza di risonanza era data dai valori di *L C*. I risultati di simili dispositivi erano spettacolosi data la grande potenza in gioco, l'operatore poteva accendere lampadine che teneva in mano semplicemente facendo circuito col proprio corpo, l'alta frequenza e l'effetto

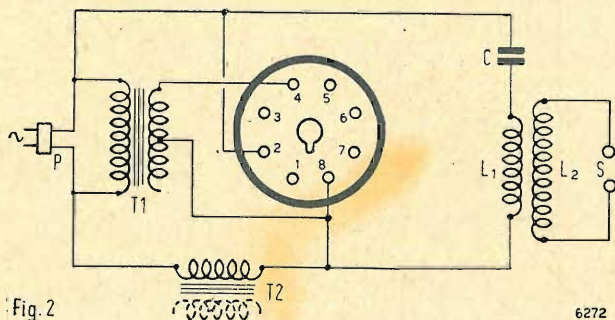



Fig. 2

pellicolare gli permettevano di non risentirne alcun danno anche se avvicinandosi al circuito veniva colpito da lunghe e crepitanti scintille.

Tuttavia se oggi si volesse costruire un oscillatore di Tesla nella sua forma originale per ricerche nel campo delle microonde specie il Diletatnte si troverebbe subito di fronte allo scoglio di procurarsi il rocchetto di Ruhmkorff, della batteria per alimentarlo, dell'interruttore sufficientemente rapido e di sicuro funzionamento per cui descriviamo qui di seguito come abbiamo realizzato con minima spesa e con nessuna difficoltà nella messa a punto questo oscillatore ad A.F. che ci è servito per la produzione di onde di lunghezza d'onda inferiore al millimetro come descriveremo in un successivo articolo.

DESCRIZIONE.

In fig. 2 è visibile il circuito elettrico.

In essa *P* è la presa di corrente che non ha nulla di particolare, un cordone o treccia di circa un metro e una spina solita servono bene allo scopo in quanto se il circuito è montato giusto non si ha alta tensione in questo punto. *T* è un comunissimo trasformatore della potenza di 5÷10 watt, il primario del quale è collegato alla presa di corrente e quindi se la rete è a 160 volts esso deve essere per 160 volts, ecc. il secondario che è collegato ai piedini 8 e 4 deve dare circa 8 volts. Una tensione maggiore nelle nostre prove non ha dato buoni risultati in quanto il vibratore benchè fosse per 12 volts c.c. vibrava troppo lentamente (vibrazione troppo ampia della lamina); *T2* è un'impedenza costituita dal solo primario di un trasformatore identico a *T1*, chi non volesse perdere tempo a costruirli e a farli costruire si procuri due trasformatori del tipo da campanello da 5 watt o 10 e colleghi *T1* come detto e *T2* il solo primario e lasci libero il secondario.

V è un vibratore « Geloso », nella nostra realizzazione è il tipo 1460 a 12 volts e lo zoccolo indica infatti i collegamenti di questo tipo, è pur tuttavia possibile impiegare qualsiasi altro tipo di vibratore purchè abbia dei contatti di sicuro funzionamento.

C è un condensatore a carta da 0,1 μF, isolamento 1500 volts e *L1*-*L2* sono rispettivamente il primario e il secon-

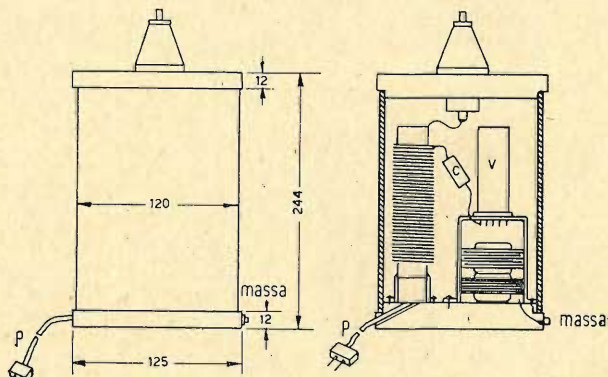



Fig. 3

dario del « Tesla » ossia del trasformatore ad A.F. elevatore di tensione.

Volendo lo si può acquistare già bello e fatto presso un costruttore di apparecchi elettromedicali per terapia ad A.F., tuttavia la sua costruzione ne è così semplice ed economica che è consigliabile autocostruirselo.

Si prenda all'uopo un tubo di carta bakelizzata del diametro interno di 15÷20 mm (le misure non sono critiche) e della lunghezza di 150 mm. Lasciando delle « testate », ossia incominciando l'avvolgimento più in dentro di 35 mm dal bordo del tubo e facendo sì che a strato ultimato restino non meno di 35 mm. di distanza tra inizio e fine dello strato e i bordi, si avvolgano 7 strati, ciascuno di 300 spire di filo ∅ 0,2÷0,22 isolato smalto più 2 seta. Fra strato e strato si effettuerà l'isolamento ponendo 3 giri di tela sterling o carta paraffinata, più un giro di presspan da 0,7 mm di spessore. Ultimati i 7 strati si metteranno 5 giri di tela sterling più 2 giri di presspan; fatto ciò il secondario del trasformatore, ossia *L2* è costruito e non resta che costruire il primario; allo scopo si prenda del filo push-back ∅ 0,7 coperto in carta-cotone e direttamente sopra i 2 giri di presspan messi sopra l'ultimo strato del primario si inizi la costruzione, sempre lasciando delle testate di non meno di 35 mm per parte. Il primario *L1* è costituito da 16 spire del filo suddetto avvolto però a filo doppio, ossia con due fili in parallelo in un unico strato. Gli avvolgimenti è bene abbiano lo stesso senso. Ultimato di avvolgere il primario,

(segue a pagina 210)

TERMISTORI CAPILLARI USATI COME AVVIATORI DI PROTEZIONE PER APPARECCHI RADIO (*)

di E. Meyer Hartwig e E. Federspiel

DISPOSIZIONE: 6265/9

1. INTRODUZIONE.

Tutte le valvole termoioniche per apparecchi radio hanno a causa del loro filamento metallico una corrente iniziale elevata, poichè allo stato freddo il loro valore di resistenza raggiunge soltanto il 10% del valore allo stato caldo. Anche negli avvolgimenti di motori e trasformatori la corrente iniziale d'inserzione è più alta della corrente di regime.

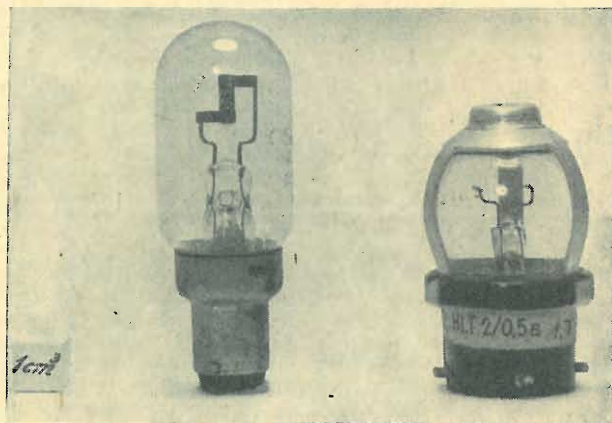



FIG. 1. - *Termistori « Urdox » e di ossido di uranio in bulbi.*

Poichè i termistori hanno un comportamento inverso, cioè allo stato freddo hanno un valore ohmico elevato ed allo stato caldo un valore ohmico basso, si inseriscono in serie con gli apparecchi consumatori, che hanno una corrente iniziale elevata. Questi « avviatori di protezione » sono diventati elementi moderni nella costruzione degli apparecchi radio. Per gli ultimi tipi, i cosidetti « termistori capillari » vengono riprodotte curve caratteristiche inoltre si dimostra graficamente il procedimento d'inserzione con e senza avviatore di protezione.

2. TERMINOLOGIA.

Resistenze di regolazione si chiamano resistenze elettriche il cui valore di resistenza varia con la variazione della temperatura. Resistenze di regolazione a coefficiente di temperatura negativo si chiamano « termistori », poichè conducono meglio allo stato caldo, mentre resistenze a coefficiente di temperatura positivo si chiamano « frigistori », poichè conducono meglio a temperature basse. Ai secondi tipi appartengono le resistenze in ferro idrogeno ideate da W. Nernst ed ora anche le resistenze ceramiche. Ai primi tipi appartengono quelli che descriveremo qui di seguito.

Nei termistori si definisce il valore di resistenza fredda, secondo H. Sachse, quello a 20° C (2). Il coefficiente di temperatura significa, come è noto, la variazione di resistenza per un aumento di temperatura di 1° C, secondo la formula:

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT}$$

il valore è negativo e dipendente dalla temperatura. Il valore più basso della resistenza calda è definito dalla temperatura ammissibile per ragioni chimiche e fisiche. Esso si esprime in percentuali del valore di resistenza fredda mediante il quale è data una misura per il consumo di energia per il termistore.

Il rapporto fra il valore della resistenza fredda a quello della resistenza calda viene espresso dal cosidetto « fattore di regolazione ».

3. IL FUNZIONAMENTO E L'IMPIEGO DEI TERMISTORI.

Il valore di resistenza è dunque dipendente dalla temperatura e può essere raggiunto mediante corrente elettrica, che lo percorre o mediante riscaldamento esterno oppure mediante la temperatura d'ambiente. Questi tre modi di riscaldamento possono verificarsi anche in forma combinata. La velocità di riscaldamento è determinata dalle dimensioni della resistenza rispettivamente dalla sua forma, dal calore specifico e dagli altri fattori, i quali influenzano le condizioni di passaggio del calore. A ciò si aggiunge eventualmente una certa dipendenza della tensione per li passaggio della corrente nella materia (3). Tutti questi fattori impercettibili vengono espressi sperimentalmente mediante la curva « corrente-tensione », rispettivamente « valore di resistenza-temperatura » e questi valori determinano le dimensioni e le rispettive possibilità d'impiego.

All'atto d'inserzione di conduttori metallici, riscaldati a calore di corrente, come valvole radio, lampade ecc., il valore della resistenza fredda è piccolo ed esso aumenta riscaldandosi. Nelle valvole radio il rapporto fra il valore freddo ed il valore caldo è di circa 1÷8 ed è dovuto alla caratteristica elettrica del filo di wolframio e molibdeno. L'intensità di corrente iniziale risultante dal rapporto delle resistenze viene soppressa dal termistore inserito in serie, dato che il suo valore iniziale di resistenza è alto e diminuisce lentamente dopo l'inserzione, diventando basso durante il funzionamento.

Per apparecchi di piccola potenza, come apparecchi radio, esistevano già negli avviatori di protezione per diminuire l'elevata corrente iniziale con tutti i suoi difetti. Questi avviatori però erano formati da meccanismi o da contatti bimetallici. Entrambi hanno in comune delle parti in movimento e non sono perciò insensibili agli urti, inoltre producono delle scintille ai contatti, mentre i termistori sono insensibili agli urti, lavorano continuamente, automaticamente e senza scintilla. Sono dunque esclusi, usando termistori, le varie possibilità di disturbo e possono perciò essere impiegati in apparecchiature esposte a movimenti fortemente accelerati. Essi lavorano pure senza consumarsi.

Quale vantaggio ha dunque la soppressione della corrente iniziale elevata? Come è noto le valvole radio, per il loro filamento sottile, costituiscono delle parti molto delicate, che possono causare dei disturbi e delle riparazioni costose.

Specialmente esposte a guasti sono le valvole radio inserite in serie, con caduta di tensione diversa, usate specialmente in apparecchi a corrente universale. La costruzione diversa per ogni caduta di tensione provoca dei rapporti termici inuguali. Se per esempio però due delle cinque valvole hanno già raggiunto la temperatura di regime, il valore di resistenza totale è basso e di conseguenza la corrente è più grande di quella ammissibile per le due valvole, già in temperatura di regime. Le due valvole vengono dunque sovrariscaldate finchè le altre valvole hanno raggiunto la temperatura normale di funzionamento. Il sovrariscaldamento causa disturbi di funzionamento ed eventualmente la rottura.

(*) Relazione del LABORATORIO TERLANO della F.E.S.

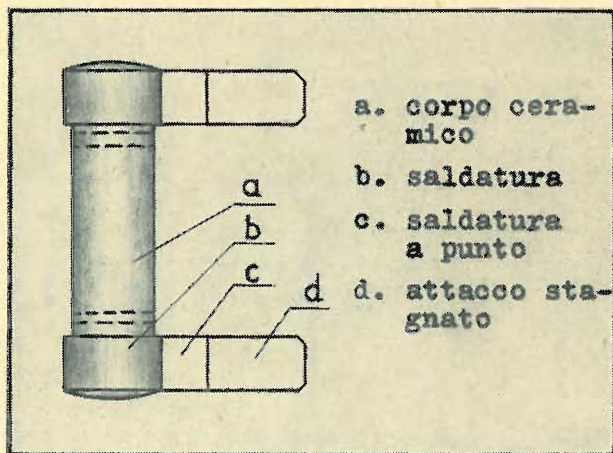



FIG. 2. - *Costruzione di un termistore capillare.*

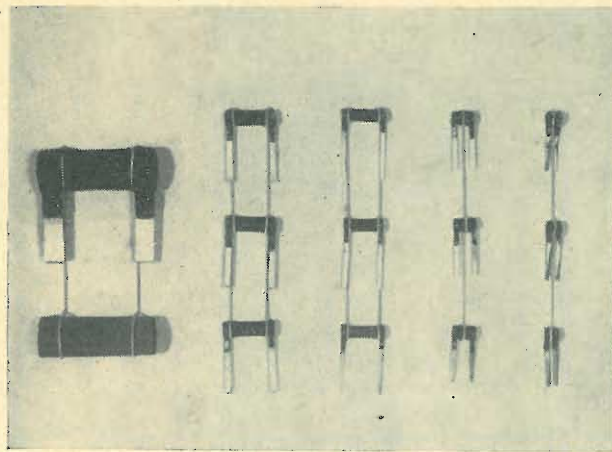



FIG. 3. - *Illustrazioni di termistori capillari.*

Mediante il termistore viene soppressa la corrente iniziale elevata e perciò il riscaldamento non avviene entro pochi secondi ma bensì lentamente. Indipendentemente dagli effetti di un riscaldamento inuguale delle valvole inserite in serie non è desiderabile un riscaldamento rapido, dato che con ciò si verificano delle grandi differenze di temperatura fra le singole parti delle valvole, delle quali si formano delle tensioni di calore che pure portano ad un consumo più rapido. I termistori eliminano tale inconveniente. Nelle valvole inserite in serie (apparecchi a corrente universale), l'elevata corrente iniziale brucia pure la lampadina d'illuminazione del quadrante; con ciò è evidente che il termistore protegge pure tale lampada.

Il lento riscaldamento dell'apparecchio fa che la tensione dei condensatori raggiunga valori elevati soltanto se l'inerzia del calore di riscaldamento delle valvole sia già stata superata e ciò vuol dire che la tensione ai condensatori aumenta appena quando l'apparecchio si trova allo stato di funzionamento. Così si proteggono i condensatori e rispettivamente può essere diminuita la tensione di perforazione ai condensatori. Poichè senza i termistori la tensione dei condensatori può ammontare al doppio del valore della tensione normale, si verifica con ciò una notevole diminuzione dei disturbi e si evitano riparazioni costose. I disturbi di cui si è parlato sopra influenzano la purezza della riproduzione sonora, mentre i termistori li evitano garantendo all'apparecchio una lunga durata.

4. I VARI TIPI DI TERMISTORI.

La figura 1 rappresenta alcuni tipi di termistori e cioè a sinistra un termistore « Urdox » AEG-Orsam, il quale consiste di spinelli, che devono essere messi in bulbi a vuoto o a gas di protezione per la loro sensibilità all'ossidazione. Così anche il termistore in biossido di uranio a destra è protetto da un bulbo contro la corrosione. Come terzo tipo sono indicati secondo H. Sachse, dei termistori in ossido di rame, col fattore di regolazione basso, ma senza protezione contro la corrosione (4), essi sono impiegabili fino ad una temperatura di 220° C (2).

Siccome attualmente questi tre tipi non si trovano in Europa, il nuovo tipo di termistore F.E.S. incontra grande interesse. Per la sua speciale struttura viene chiamato « termistore capillare ». Il fattore di regolazione corrisponde a quello del tipo « Urdox », la resistenza alla corrosione del termistore non protetto è assai più grande di quella del termistore di rame; sono ottenibili diversi fattori di regolazione. La figura 2 mostra la costruzione del termistore capillare, la figura 3 la forma di fabbricazione di quattro tipi piccoli adatti per l'industria radio. Essi sono simili alle resistenze radio normali. Un campione di resistore per 5 watt circa (fig. 3, da sinistra) ha per esempio un diametro di 6 mm, una lunghezza di 22 mm, e pesa circa 3 gr. Verticalmente alle estremità della resistenza sono fissati i contatti. Essi consistono in fili piatti stagnati, che potranno essere saldati nel circuito. Si rilevi specialmente l'unione del corpo ceramico « termistore capillare » con il filo d'attacco, dato che è stato sviluppato per la prima volta un procedimento di saldatura che permette di superare le difficoltù del passaggio della corrente riscontrate finora a valori di resistenza elevati. Termistori capillari con alto valore ohmico lavorano persino senza disturbi anche sotto sovraccarichi. Nello specchio sono confrontati i termistori capillari con i vecchi tipi.

E' da rilevare la gamma ottenibile di resistenza fredda, che si estende da 0,1 ohm a 2 mohm. Il fattore di regolazione varia a scelta fra $2 \div 200$. Tipi a fattore di regolazione più grande sono in preparazione. La temperatura usuale di funzionamento del termistore capillare ammonta a 200° C, ed il limite di corrosione senza protezione speciale a 450°, con bulbi di protezione a 600°. La materia ceramica è di grande resistenza meccanica.

5. IL MODO D'INSERZIONE DEL TERMISTORE.

Gli schemi (vedi fig. 4 e 5) dimostrano come vengono inseriti in ricevitori a corrente universale o in altre apparecchiature i termistori quali avviatori; poichè essi sono abbastanza solidi e non si riscaldano eccessivamente, si possono inserire come ogni altra resistenza in qualsiasi parte dell'apparecchio, senza speciale dispositivo di fissaggio. Essi necessitano nel confronto dei conduttori in bulbi di uno spazio più piccolo ed inoltre si rende superfluo, come già detto, lo zoccolo.

6. LE CARATTERISTICHE DEI TERMISTORI CAPILLARI.

a) *Andamento di temperatura e valore di resistenza.*

La caratteristica più importante del termistore capillare è la curva « valore di resistenza-temperatura », poichè essa indica contemporaneamente la potenza consumata. La fig. 6 dimostra le rispettive curve del termistore capillare, a partire da 200° in su; la resistenza di questi tipi non varia più notevolmente. Nella figura sono caratterizzati due tipi di materiali diverso dei quali l'uno ha un fattore di regolazionene di $1 \div 50$ e l'altro di $1 \div 10$. Naturalmente si possono ottenere anche fattori di regolazione più piccolo, ma di solito essi non interessano per apparecchi radio.

Valori intermedi fra i due tipi possono essere eseguiti senza difficoltà. Lo scopo dello sviluppo è di formare il fattore di regolazione del termistore capillare in modo che con un minimo di riscaldamento si raggiungano i valori desiderati. Naturalmente anche quì è posto un limite, poichè una sensibilità troppo grande causa dei disturbi, essendo necessaria una differenza x di temperatura fra valore freddo e caldo. Tale differenza deve essere assai più grande delle oscillazioni, ai quali l'apparecchio è esposto durante le varie differenze di temperatura, per es. d'estate e d'inverno, vuol dire che l'apparecchio deve avere fra 0° C e circa 40° C sempre delle caratteristiche d'inserzione quasi uguali. Perciò la temperatura di regime più adatta per apparecchi radio è fra 140° e 200°.

b) *Il comportamento dei termistori capillari sotto corrente costante e tensione costante.*

Per poter giudicare le possibilità d'impiego è inoltre importante l'andamento della tensione ai morsetti del termistore capillare, tenendo costante la corrente e l'andamento della stessa a tensione costante. Nella figura 7 è stata tenuta costante la corrente di 150 mA ed è stata disegnata la tensione in funzione del tempo. La costanza della tensione inizia dopo 3/4 di minuto circa, la caduta della tensione è di ca. 35 volt; da ciò deriva che si può adoperare il ter-

a (ohm)	b (%)	c	d (°C)	e (watt)	f (sec.)	g
1. *Ossido di rame:*						
0,5 ÷ 100.000	— 2,6	10	220 (aria)	1 ÷ 4	1 ... 100	CuOLs CuOLr
2. *Ossido di uranio:*						
$5 \cdot 10^3 ... 10^5$	— 1,5	200	600 (bulbo di protez.)	1 mW ... 1 W	$10^{-1} ... 10$	HL
3. *Urdox:*						
$10^3 ... 10^5$	— 1,3 — 2,3	500 ... 50	500 (bulbo di protez.)	2,5 ... 9 W	10 ... 600	U 4520 U 3620
4. *Termistore capillare* (F.E.S. - Terlano (Bolzano):						
$0,1 ... 5 \cdot 10^6$	— 2 ... — 4	10 ... 200	450 (in aria) 600 (bulbo di protez.)	0,5 ... 10 W	1 ... 1000	AO A15 ecc.

a = gamma ottenibile del valore di resistenza fredda in ohm;
b = coefficiente di temperatura in % a 20° C;
c = fattore di regolazione;
d = temperatura di funzionamento ammissibile in °C;
e = potenza necessaria per raggiungere la temperatura ammissibile;
f = ritardo in secondi;
g = tipi.

mistore capillare anche quale regolatori di tensione. La figura 8 dimostra la condizione di riscaldamento a tensione costante, per E=40 volt. A questa bassa tensione la corrente rispettivamente la temperatura aumentano molto lentamente. A tensioni più alte, come sono state scelte per le curve caratteristiche della figura 7, la velocità di messa al valore costante è più grande. A tensione minore il riscaldamento avviene ancora più lentamente.

c) *Il procedimento d'inserzione.*

I valori di misura succitati fanno vedere il comportamento dei termistori capillari. La somma tecnica di questi singoli procedimenti viene riprodotta mediante l'andamento della corrente d'inserzione. La fig. 9 caratterizza le condizioni della corrente durante l'inserzione ed il funzionamento di un apparecchio radio a 5 valvole con una corrente di riscaldamento di 150 mA. La curva *a*) rappresenta l'andamento della corrente in funzione del tempo senza termistore capillare, la curva *b*) l'andamento d'inserzione con un termistore capillare di 3000 ohm; la curva *b*) dimostra che quasi non si verificano delle sovracorrenti, ad ogni modo nella figura la sovracorrente è assai al di sotto del limite ammissibile.

La curva dimostra inoltre che la temperatura di regime del filamento fu raggiunta con termistori capillari dopo 15 secondi; invece senza termistore capillare dopo 3 secondi circa. Con questi termistori il tempo disponibile per il riscaldamento è cinque volte più grande, perciò gli inconvenienti precitati vengono eliminati.

Se invece si impiegano termistori capillari ad una caduta di tensione più bassa e ad una resistenza più piccola, la sovracorrente diventa più grande ed a caduta di tensione più grande ed a valori di resistenza più elevati la sovracorrente può essere completamente eliminata.

7. INDICAZIONI PER ALTRE POSSIBILITA' D'IMPIEGO DEI TERMISTORI CAPILLARI.

Come negli apparecchi radio i termistori capillari possono essere inseriti anche in altre apparecchiature elettriche, inoltre in motori, trasformatori, lampade d'illuminazione e stufe elettriche ecc.; con ciò da un lato gli apparecchi sono già protetti e d'altra parte si ha il vantaggio di non dover soprapotenziare le valvole fusibili, neanche a potenze elevate. Termistori capillari vengono inoltre usati anche come resistenze ritardatarie, come elementi sensibili termometrici in apparecchiature di misura, di regolazione e di allarme, come regolatore di tensione e come ponte (2) all'atto di spegnimento di uno dei consumatori inseriti in serie. I termistori capillari vengono anche vantaggiosamente impiegati a scopo di protezione contro sovratensioni e contro fulmini.

8. LA SCELTA DELLA MATERIA PER LA COSTRUZIONE DEI TERMISTORI CAPILLARI.

Se sono state descritte finora soltanto le caratteristiche esterne dei termistori, può essere ora d'interesse la spiegazione della loro composizione chimica e fisica.

Delle proprietà di termistori hanno molti ossidi, alcuni solfidi, gli aloidi e alcuni nitridi. Importante è che le materie usate non conducono elettroliticamente, vuol dire che non deve avvenire una decomposizione della materia per il movimento di anioni e cationi. Bisogna dunque usare delle materie che conducano elettronicamente ed a carico di corrente continua possibilmente non avvenga una decomposizione.

Secondo Smekal esistono delle regole (5) in base alle quali la struttura fisica fa riconoscere se si tratta di con-

FIG. 4. - *Schema di montaggio del termistore in un apparecchio a corrente universale.*

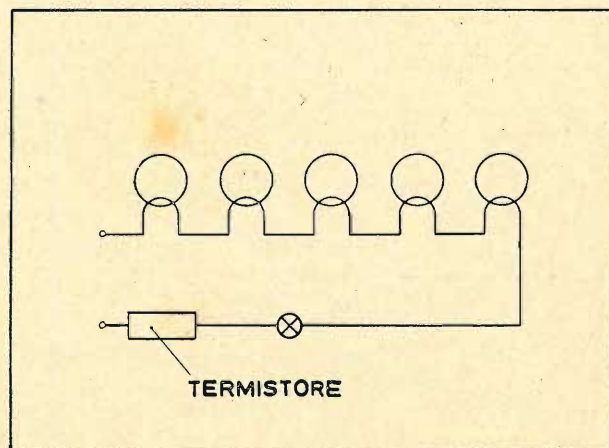



FIG. 5. - *Schema di montaggio del termistore in un apparecchio normale.*

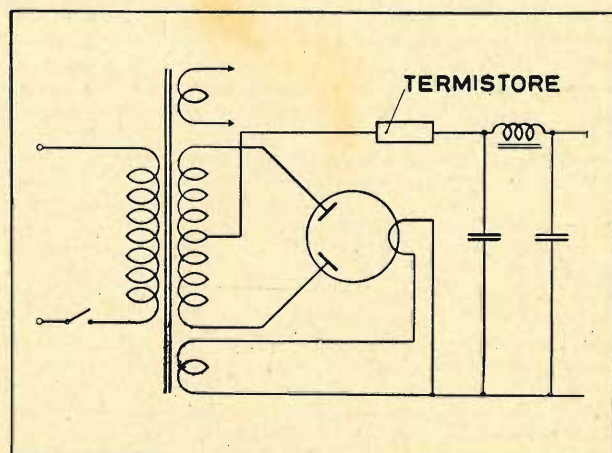
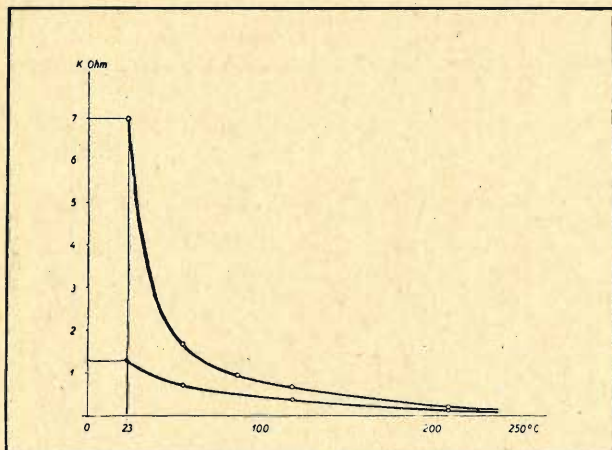



FIG 6. - *Temperatura ed andamento del valore di resistenza di due tipi di termistori capillari.*

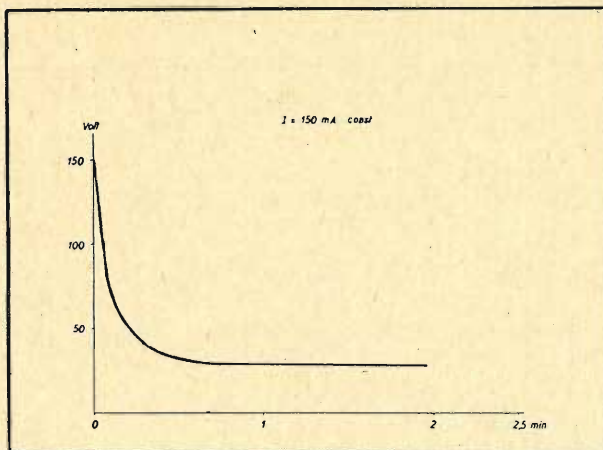



FIG. 7. - *Andamento di tensione sotto corrente costante di un termistore capillare.*

duttori elettronici o no. Indicazioni più precise sulle rispettive prove di materiale si trovano nelle pubblicazioni di Friederich (6).

Tutti questi materiali hanno una resistenza specifica alta e ciò vuol dire che si raggiungono di rado valori di resistenza bassi. Con termistori capillari si è riusciti ad ottenere anche valori di resistenza più bassi. Però, per ragioni teoriche, che non possono essere superate mediante mezzi tecnici e fisici, non è possibile ottenere fattori di regolazione elevati a valori di resistenza bassi. Con il fattore di regolazione grande è abbinata forzatamente una resistenza più elevata.

Come è già stato detto i seguenti materiali si sono imposti per usi tecnici: ossidi di rame, ossidi di uranio e spinelli: mentre per la costruzione dei termistori capillari si usano materiali che contrariamente ai precitati rendono possibile un altro principio di conducibilità elettrica a temperature elevate.

9. ALCUNI CENNI SULLA FISICA DELLA CONDUTTIVITA' DI CORRENTE NEL TERMISTORE.

Secondo le recenti teorie atomistiche si può calcolare fino ad oggi la dipendenza di temperatura dei valori di resistenza soltanto per cristalli metallici. Però si può stimare, conoscendo i rapporti in base ai dati fisici esistenti, l'andamento della temperatura anche per materiali non metallici, oppure si può limitare la scelta delle materie da esaminare mediante i dati esistenti. Perciò vengono accennati quì di seguito i problemi fondamentali dei conduttori a caldo. La conducibilità elettrica metallica è dovuta agli elettroni liberi. Nei metalli non varia il numero degli elettroni liberi con la variazione della temperatura, poichè gli elettroni che si muovono nell'interno degli atomi scorrono in entrambe le direzioni in numero uguale (7).

L'accoppiamento dei nuclei degli atomi di metalli con il movimento degli elettroni causa la resistenza elettrica e mediante l'aumento della temperatura s'ingrandisce la resistenza corrispondente alle condizioni di accoppiamento. L'isolamento non metallico ha la sua causa nella saturazione dei livelli d'energia, dato che non esistono elettroni liberi. Un isolatore può diventare conducibile soltanto aggiungendo energia agli elettroni e con ciò essi passano nel prossimo livello non saturo per es. mediante movimento di calore.

Se è possibile un'eccitazione degli isolatori mediante movimento di temperatura, ci deve essere la possibilità di calcolare la conducibilità mediante il quantitativo degli elettroni passati nel livello non saturo. Questo calcolo riscontra alcune difficoltà matematiche, però sono stati trovati dei rapporti, mediante la probabilità d'uscita degli elettroni, i quali possono essere in dipendenza della temperatura con lo spostamento degli atomi. Secondo Smekal (5) la conducibilità a caldo segue entro determinate gamme di temperatura alla formula esponenziale

$$K = A\ e \cdot B/T$$

nella quale A rappresenta una « costante », B l'energia di separazione in gradi Kelvin e T la temperatura assoluta.

Da ciò si può calcolare l'energia la quale occorre per provocare una determinata corrente. Per esempio l'energia di separazione misurata negli ossidi alcalici ammonta a 1,1 (Ba0) e 1,6 (Mg0) volt elettronici.

10. RIASSUNTO.

Partendo dai termistori finora noti abbiamo descritto un nuovo tipo di termistore dimostrando quello sviluppato per gli apparecchi radio. Questi termistori capillari sono caratterizzati dal fatto che:

1) funzionano a temperature basse;

(segue a pagina 210)

FIG. 8. - *Andamento di corrente sotto tensione costante di un termistore capillare.*

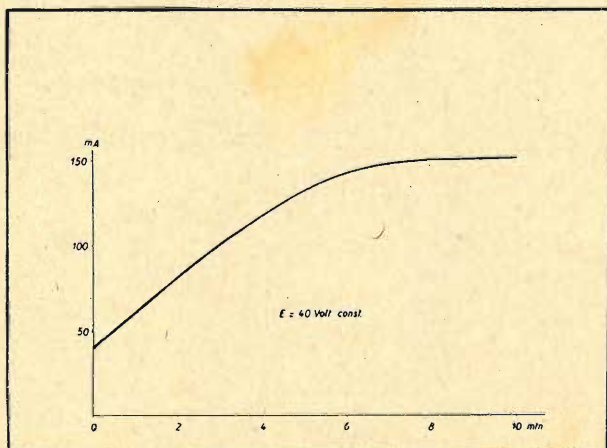
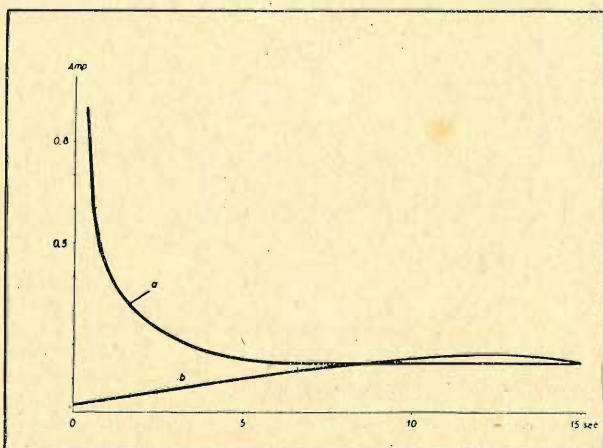



FIG. 9. - *Andamento d'inserzione con e senza termistore capillare.*

UNA IMPORTANTE REALIZZAZIONE NEL CAMPO DEI TUBI RICEVENTI EUROPEI

I TUBI DELLA SERIE "RIMLOCK MINIWATT"

G. TERMINI

ALCUNE REALIZZAZIONI CON I TUBI « RIMLOCK »

1. *Ricevitore a quattro tubi per onde medie.* (fig. 16). — Gli stadi del ricevitore sono in numero di tre e comprendono un triodo-esodo UCH41 per la conversione delle frequenze portanti, un diodo-pentodo UAF41 per l'amplificazione della frequenza intermedia e per la rivelazione e un pentodo UL41 per l'amplificazione di potenza. La sensibilità media è di circa 100 μV.

caso di debole segnale ed è di 86 nel caso di segnali forti, valore questo che non rappresenta il massimo ottenibile, in quanto lo stadio è sottoposto all'azione del regolatore automatico di sensibilità.

L'oscillatore per la frequenza locale è attuato con connessione a trasformatore ed alimentazione in parallelo. Il carico resistivo sull'anodo dell'oscillatore è di 10.000 Ω. L'accoppiamento fra il circuito oscillatorio e quello di reazione dev'essere attuato in modo da ottenere una tensione oscillante, di 7 V_{eff} di 4 V_{eff}, rispettivamente per 170 e 100 V

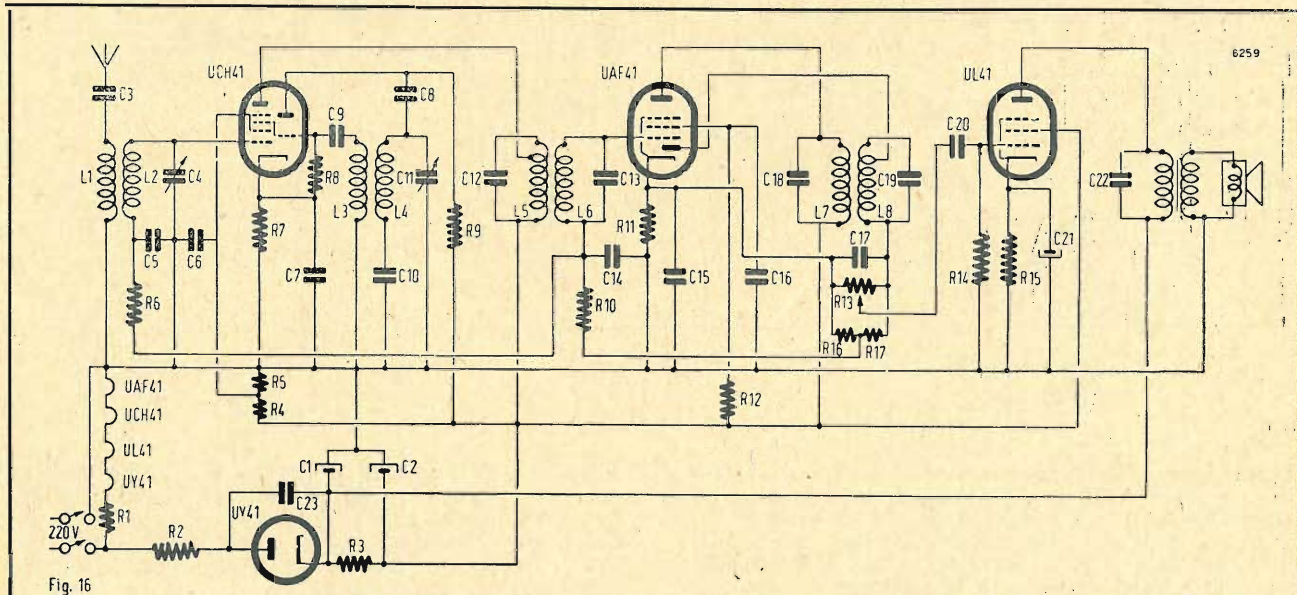



Fig. 16

ELENCO DEL MATERIALE UTILIZZATO NEL CIRCUITO DEL RICEVITORE A QUATTRO TUBI PER ONDE MEDIE.

Resistenze: $R1$ = 1,2 kohm; $R2$ = 160 ohm; $R3$ = 1,2 kohm; $R4$ = 22 kohm; $R5$ = 47 kohm; $R6$ = 50 kohm; $R7$ = 200 ohm; $R8$ = 20 kohm; $R9$ = 10 kohm; $R10$ = 1 Mohm; $R11$ = 300 ohm; $R12$ = 44 kohm; $R13$ = 0,5 Mohm; $R14$ = 0,7 Mohm; $R15$ = 140 ohm; $R16$ = 1 Mohm; $R17$ = 3 Mohm.

Condensatori: $C1$ = 50 μF; $C2$ = 16 μF; $C3$ = 1000 pF; $C4$ = 500 pF; $C5$ = 0,01 μF; $C6$ = 0,01 μF; $C7$ = 0,1 μF; $C8$ = 200 pF; $C9$ = 50 pF; $C10$ = 382 pF; $C11$ = 500 pF; $C12$ = 100 pF; $C13$ = 100 pF; $C14$ = 0,1 μF; $C15$ = 0,1 μF; $C16$ = 0,1 μF; $C17$ = 100 pF; $C18$ = 100 pF; $C19$ = 100 pF; $C20$ = 0,01 μF.; $C21$ = 50 μF; $C22$ = 2000 pF; $C23$ = 0,022 μF.

Tubi elettronici: UAF41, UCH41, UL41, UY41 della Serie Rimlock « Miniwatt ».

Lo schema di montaggio è riportato a titolo di esempio senza garanzia di eventuali vincoli per diritti di brevetto d'invenzione.

2. *Ricevitore a cinque tubi per onde lunghe, medie e corte* (fig. 17). — Si sono adoperati i tubi UCH41, UAF41, UAF41, UL41, UY41. La sensibilità è di circa 13 μV. La fedeltà è notevole in conseguenza al circuito di controreazione adottato negli stadi di B.F.

Il circuito selettore ha un Q = 100; la preselezione è dell'ordine di 2,2 volte per un disaccordo di 9 kHz a 1000 kHz. L'impedenza dei filtri di banda (F.I. = 475 kHz) è di 0,5 MΩ, ciò che corrisponde ad un rapporto r/L = 20000. L'anodo del tubo UCH41 è connesso ad una presa intermedia ($\sim$ 0,7) del primario, ciò che consente di diminuire lo smorzamento apportato al filtro di banda dal tubo UCH41. Con filtro di banda ad accoppiamento al disotto del critico (k/δ = 0,7) l'amplificazione dello stadio variatore di frequenza è di 67,5 volte.

I due circuiti del secondo filtro di banda sono connessi alle prese intermedie degli avvolgimenti; l'accoppiamento è ancora al disotto del critico (k/δ = 0,7). Lo smorzamento apportato dai diodi sul secondo filtro di banda è in relazione all'intensità del segnale a frequenza intermedia.

Per deboli segnali la rivelazione segue una legge quadratica e lo smorzamento è sensibilmente superiore a quello che si manifesta con segnali di maggiore intensità. L'amplificazione della frequenza intermedia è pertanto di 71 nel

di tensione anodica, corrispondenti a 220 e a 110 V di tensione della rete di distribuzione. Il circuito oscillatorio del generatore è connesso sull'anodo anzichè sulla griglia per ridurre al minimo le variazioni apportate nella frequenza di funzionamento dalle variazioni della tensione di alimentazione e dal funzionamento del R.A.S.

La notevole amplificazione ottenuta in B.F. con il tubo UAF41 in connessione normale e che è di circa 75, consente l'uso di un circuito di controreazione, realizzato con un resistore di 30 Ω in serie al catodo, connesso con un resistore di 290 Ω in parallelo alla bobina mobile del riproduttore. Il grado di controreazione è in tal modo compreso fra 6 e 7 circa.

*

ERRATA CORRIGE

A pagina 156 de « l'Antenna » (n. 5, maggio 1948) fra i dati caratteristici del tubo U L 41, si legge: tensione del riscaldatore del catodo (C. A.,C. C.) 12,6 V; si deve invece leggere: 45 V.

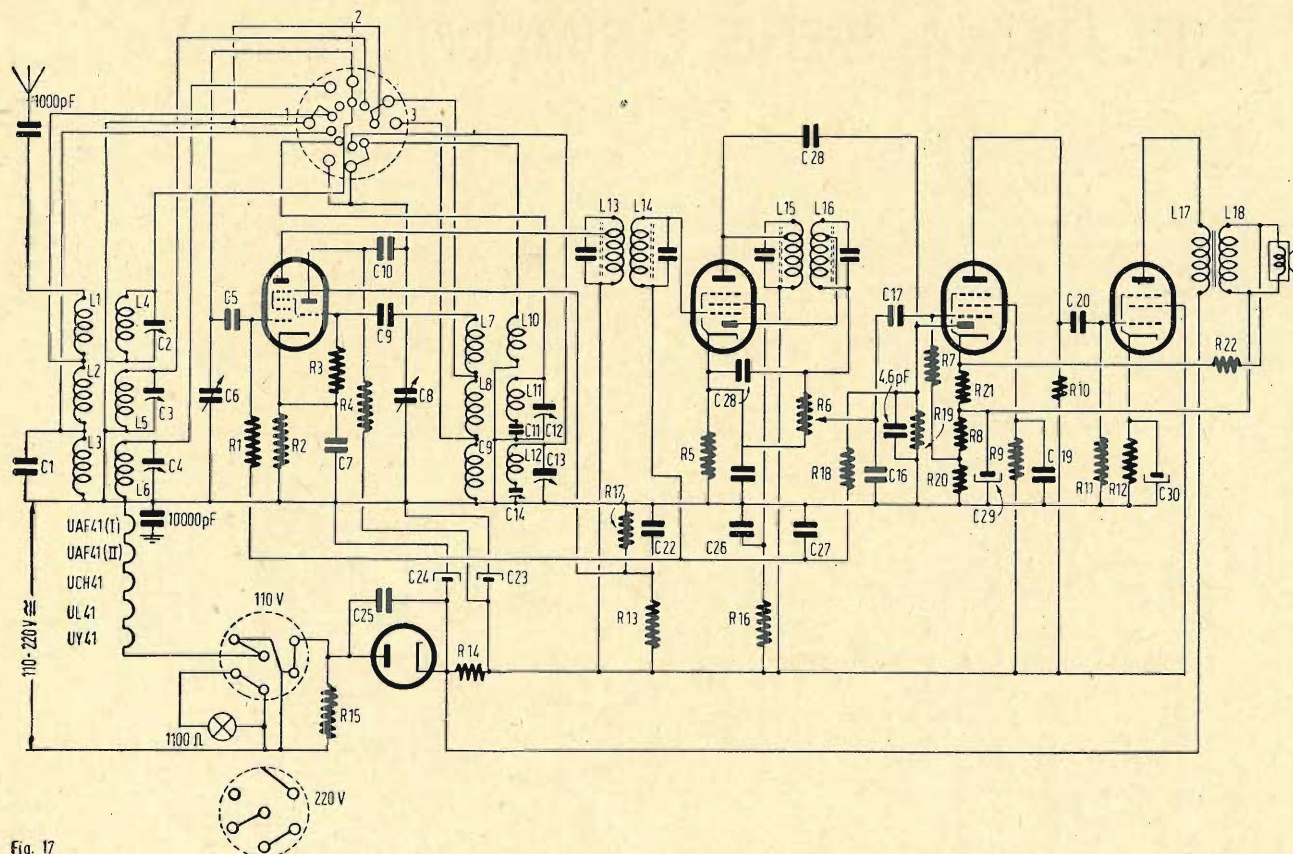



Fig. 17

ELENCO DEL MATERIALE UTILIZZATO NEL CIRCUITO DEL RICEVITORE A CINQUE TUBI PER ONDE LUNGHE MEDIE E CORTE.

Resistenze: *R*1 = 1 Mohm; *R*2 = 200 ohm; *R*3 = 22 kohm; *R*4 = 10 kohm; *R*5 = 300 ohm; *R*6 = 0,5 Mohm; *R*7 = 1 Mohm; *R*8 = 27 kohm; *R*9 = 0,7 Mohm; *R*10 = 0,22 Mohm; *R*11 = 1 Mohm; *R*12 = 140 ohm; *R*13 = 22 okhm;; *R*14 = 1200 ohm; *R*15 = 160 ohm *R*16 = 44 kohm; *R*17 = 47 kohm; *R*18 = 1 Momh; *R*19 = 1 Mohm; *R*20 = 1,8 kohm; *R*21 = 30 ohm; *R*22 = 290 ohm.

Condensatori: *C*1 = 39 pF; *C*2 = 30 pF; *C*3 = 30 pF; *C*4 = 30 pF; *C*5 = 100 pF; *C*6 = 500 pF; *C*7 = 0,047 μF; *C*8 = 500 pF; *C*9 = 50 pF; *C*10 = 500 pF; *C*11 = 380 pF; *C*12 = 30 pF; *C*13 = 30 pF; *C*14 = 125 pF; *C*15 = 0,047 μF; *C*16 = 50 pF; *C*17 = 6800 pF; *C*18 = 100 pF; *C*19 = 0,1 μF; *C*20 = 6800 pF; *C*22 = 0,047 μF; *C*23 = 40 μF, 270 V; *C*24 = 40 μF, 270 V; *C*25 = 0,022 μF; *C*26 = 0,047 μF; *C*27 = 0,047 μF; *C*28 = 8,7 pF; *C*29 = 50 μF; *C*30 = 50 μF.

Tubi elettronici: due UAF41; UCH41; UL41; UY41 della serie Rimlock « Miniwatt ».

Lo schema di montaggio è riportato a titolo di esempio senza garanzia alcuna di eventuali vincoli per diritti di brevetto d'invenzione (Service Technique « Miniwatt » serie « Rimlock » n. 9).

PICCOLO RICEVITORE PORTATILE

6249/1

di GIAN DELLA FAVERA

L'apparecchio che qui presento, è un comune ricevitore portatile, alimentato con corrente continua, fornita da una batteria a secco. Esaminando lo schema, si vede subito che esso non presenta difficoltà e particolarità degne di rilievo. Circuito « supereterodina », utilizzante quattro tubi elettronici: convertitore-oscillatore, amplificatore in media frequenza, rivelatore C.A.V. e preamplificatore di B.F., amplificatore di potenza.

Io ho usati i seguenti tipi: DCH25, DF25, AR8, DL11, ma può benissimo esser usata anche la serie Philips Mini-watt, con i tipi DCH21, DF22, DBC21, DL21, tenendo presente che la tensione anodica dovrà esser portata da 40 volt ad un minimo di 90 volt. Invece sarebbe consigliabile, a parità di tensioni, e con minor ingombro, usare le valvole Miniature Tubes, riportate a pag. 95 dell'« *antenna* », n. 9-10 del 1946. In tal caso però la rivelatrice-preamplificatrice è un pentodo-doppio diodo, anzichè un doppio diodo-triodo. La griglia schermo andrà quindi collegata all'alta tensione per mezzo di una resistenza di 50.000 ohm, e a massa attraverso un condensatore di 50.000 pF.

Per gruppo di alta frequenza, ho usato il Geloso n. 1901, sistemato sotto il telaio, dopo averlo smontato, dato l'eccessivo ingombro, e fissato in modo che la bobina d'aereo e quella oscillatrice non producano fenomeni di induzione.

Le medie frequenze sono della Nora, a 468 kHz, di dimensioni assai ridotte. Anche l'altoparlante è della Nora, ed ha circa 40 millimetri di cono.

Funzionamento: con circa 45 volt di anodica, forniti da una piccola batteria americana, e con sola presa di terra usata come antenna, ha un rendimento veramente eccezionale. Con antenna di fortuna (parti metalliche dell'auto, della vettura ferroviaria, della bicicletta, ecc.), si ricevono assai bene le principali emittenti italiane. E alla sera specialmente, si ricevono quelle estere in modo assai forte.

Le dimensioni del telaio, in alluminio, sono di cm. 15 × 10 × 7.

Ed ora coraggio, amici, che l'Autore sarà ben lieto di conoscere eventuali modifiche o migliorie apportate dai lettori, ed è a disposizione di chiunque voglia chiedere schiarimenti.

C1, C4, C10 = 500 pF; C2, C6 = 0,1 mF; C3 = 50 pF; C5 = 350 pF; C,7 C8 = 100 pF; C9, C11 = 250 pF; C12 = 2 mF; CV1, CV2 = 2 × 470 pF.

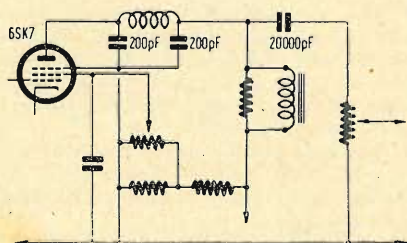
R1 = 0,1 M, ¼ W; R2, R4 = 30.000 Ohm, ½ W; R3 = = 1 M, ¼ W; R5 = 50.000 Ohm, ¼ W; R6, R9 = 2 M, ¼ W; R7 = 10 M, ¼ W; R8 = 0,25 M, ¼ W; R10 = 500 M ¼ W; RV1 = Potenziometro 1 Mohm.

RICEVITORE A 3 VALVOLE

ERRATUM - CORRIGE

6263

di ERNESTO VIGANÒ

Un grave errore è stato commesso nello schema di montaggio del ricevitore a tre valvole di Ernesto Viganò, pubblicato nel fascicolo n. 5, Maggio 1948, della Rivista. Mentre ci scusiamo presso i nostri lettori per l'involontario

svarione, sfuggito alla revisione, riportiamo parte dello schema di montaggio in parola con la relativa correzione. Ringraziamo quanti ci hanno segnalato l'errore (e sono molti) lusingati dall'interessamento che il piccolo ricevitore ha incontrato presso gli amatori e i principianti.

BIBLIOTECA TECNICO - SCIENTIFICA

La Soc. Editrice Il Rostro *si è assicurata la collaborazione di noti autori nell'intento di mettere a disposizione degli studiosi e tecnici, in una serie di monografie, materiale teorico-pratico del più alto interesse.*

La serie abbraccerà i più disparati argomenti: dall'elettrone agli altoparlanti, dai condensatori alla trigonometria piana.

E' di imminente pubblicazione infatti la monografia I numeri complessi, *della quale è autore l'Ing. G.* Mannino Patanè, *ben noto per le sue molteplici ed apprezzate opere di radiotecnica, tecnica elettronica e cinetecnica.*

I numeri complessi si sono dimostrati davvero preziosi nello studio dei circuiti elettrici, anche di quelli oscillatori, e dei filtri.

L'Ing. Mannino Patanè *ha riassunta l'interessante materia in forma piana e di facile assimilazione. Vari esempi e qualche calcolo opportunamente riportati valgono a lumeggiare meglio alcune fra le più significative applicazioni.*

TERMISTORI CAPILLARI USATI COME AVVIATORI DI PROTEZIONE (segue da pagina 206)

2) hanno un fattore di regolazione grande;

3) sono molto resistenti a corrosioni, cosicchè non occorre proteggerli con bulbi ed hanno un minimo fabbisogno di spazio;

4) gli attacchi sono saldati ed è garantito così un contatto ideale fra il termistore capillare ed il circuito.

Mediante le figure 6, 7 e 8 sono descritte le essenziali caratteristiche delle materie per la costruzione, mediante la figura 9 è designato l'andamento d'inserzione per un apparecchio radio a 150 mA.

Un accenno è dato ad altri impieghi di termistori capillari, come resistenza d'avviamento per motori di ogni potenza, come resistenza ritardataria ecc.

Abbiamo descritto i materiali che possono essere scelti al riguardo nonchè il meccanismo della conducibilità a caldo.

11. LETTERATURA.

(1) F. E. Butler, *I termistori: nuovi componenti elettronici*. L'Antenna la radio, 2-3 1948, pag. 76.

(2) H. Sachse, *Temperaturabhängige Viderstände und ihre Anwendungen in der Technik*, Siemens Z., Vol. 9, p. 214-218, 1939).

(3) I. Lange, *Zur physikalischen Chemie der Elektrolyte*, Naturwissenschaften 31. 1943, p. 353.

(4) Brevetti italiani n. 335187 - n. 369671.

(5) A. Smekal, *Strukturempfindliche Eigenschaften der Kristalle* - Geiger-Scheel, *Handbuch der Physik - Aufbau der zusammengesetzten Materie*, Springer, Berlino, 1933, p. 887.

(6) E. Friederich, *Zeitschrift f. Physik*, vol. 34, p. 637.

(7) H. G. Grimm und H. Wolff, *Atombau und Chemie* - Geiger-Scheel, *Handbuch der Physik - Aufbau der zusammengesetzten Materie*. Springer, Berlino, 1933, p. 954. *

GENERATORE DI AF A VENTIMILA VOLT (segue da pagina 202)

il « Tesla » è ultimato e si può senz'altro provarlo mettendolo in funzione col resto dell'apparecchio.

In tutta l'esecuzione di questo dispositivo si deve tener presente che si ha a che fare con tensioni elevatissime e per giunta ad A.F. per cui l'isolamento è pressochè l'unico punto a cui va posta la massima attenzione. Non è improbabile infatti che se non si è avuta la dovuta cautela nell'abbondare negli isolamenti si abbiano scariche non solo in *S* ma in altre parti del circuito o peggio scarica il « Tesla » tra strato e strato nel qual caso non resta che provvedere ad un ampio isolamento nei punti di scarica. Se tutto è stato montato a dovere ai capi di *S* si debbono avere delle scintille di circa 10÷12 mm di lunghezza, se esse fossero invece di solo qualche mm certamente vi è dispersione in qualche punto del Tesla e ciò può essere avvertito se la scarica spuria non è visibile dal crepitio caratteristico che si intende in un punto fisso del « Tesla » là ove avviene la scarica.

COSTRUZIONE MECCANICA.

Tutto l'apparecchio può essere montato entro una cassetta non metallica, per es. di legno, avendo cura di togliere per quanto è possibile tutte le parti metalliche, come ad es. lo schermo metallico entro cui è chiuso il vbiratore e questo per rendere più agevole e sicuro un buon isolamento in poco spazio senza dover distanziare eccessivamente le varie parti. Il vibratore se è del tipo « Geloso » va montato su un comune zoccolo « octal » in in bakelite. In fig. 3 è visibile la disposizione che abbiamo dato alle varie parti nella realizzazione. Il tutto è racchiuso entro un tubo di bakelite del diametro di 120 mm e lungo 220 mm, questo tubo è stato scelto tra una serie di cilindri per trasformatori. Chi volesse pertanto procurarselo si rivolga a un costruttore di cilindri di bakelite per trasformatori.

Gli estremi di questo tubo poi sono chiusi mediante due tondelli di legno tornito, attraverso quello inferiore passa il cordone di alimentazione e il capo « massa » del secondario del « Tesla », mentre il capo alta tensione fa capo a un isolatore posto in centro del tondello superiore. Nella fig. 3 a sinistra si ha la presentazione esterna del dispositivo, a destra la sezione che dimostra come sono state collocate le varie parti.

CONCLUSIONI.

Constatato il regolare funzionamento del dispositivo, in caso contrario non potendo essere che in presenza di errori di collegamento o difetti di isolamento, se ne potranno senz'altro saggiare le particolarità.

Avvicinando una mano o anche un grosso cacciavite o altra massa metallica all'isolatore senza bisogno di altri collegamenti se ne dovranno poter trarre scintille, avvicinando tubi al neon o lampadine a riempimento gassoso si dovrà assistere all'illuminamento del gas, le scariche che colpiscono l'Operatore sono innocue in quanto sono ad A.F., tutt'al più daranno un senso di pizzicore se la scarica è molto intensa, contemporaneamente alla scintilla si avvertirà il caratteristico odore di ozono che si viene spontaneamente formando. Di questo generatore, come già abbiamo accennato ce ne serviremo per la generazione di onde millimetriche come verrà descritto in un prossimo articolo.

In generale si tenga presente se taluno volesse aumentare ancor più la potenza e l'efficacia di questo generatore, che la intensità della scarica è direttamente proporzionale alla capacità di *C*; aumentando *C* aumenta anche l'intensità della scintilla, però aumenta in pari tempo la sollecitazione dei contatti del vibratore; la lunghezza della scintilla ossia la tensione è proporzionale tra l'altro al numero di spire del « Tesla » ossia al rapproto di trasformazione di quest'ultimo e alla bontà d'isolamento delle varie parti. Tanto più è elevata la frequenza del vibratore tanto più intensa e lunga sarà la scintilla. Purtroppo i vibratori in commercio che sono costruiti per ben altri usi hanno circa una vibrazione di 100, ciò nonostante i risultati ottenuti sono più che soddisfacenti, non per la potenza disponibile che per la regolarità di funzionamento. *

APPARECCHI PORTATILI (segue da pagina 201)

fornirne in copia sufficente per garantire il rifornimento a industrie e commercianti per molte serie di apparecchi. Ricorrere all'importazione non è conveniente dato gli ostacoli opposti dalle leggi in vigore.

Sino ad oggi un solo laboratorio italiano ha cominciato la produzione di apparecchi portatili con valvole Miniature, l'OMEGA RADIO di Milano.

Gli apparecchi prodotti sono di dimensioni medie tra la valigetta Phonola e l'Emerson 508. Sono montati interamente con materiale italiano, valvole escluse, e sono previsti per il funzionamento sia a batteria incorporata, sia a corrente alternata.

Il rendimento di questi apparecchi, tenendo conto che il materiale impiegato nella loro costruzione è stato costruito per altri usi, è abbastanza buono, ma si può fare molto di più, non nel montaggio ma nella costruzione delle singole parti. Ed invece proprio in questo campo tutti i costruttori fanno orecchio da mercante adducendo come scusa che il mercato non richiede tale genere di costruzioni, ma come può il mercato richiedere ciò che non viene posto in vendita?

La ditta Ducati aveva esposto all'ultima Fiera Campionaria di Milano, un condensatore variabile di minime dimensioni adatto per apparecchi portatili. La costruzione è stata poi sospesa. Naturalmente poichè pochissime sono in Italia le ditte attrezzate per tal genere di costruzioni meccaniche, i laboratori sperimentali dovranno ancora attendere che qualcuno colmi la lacuna.

Solamente nel campo delle medie frequenze si nota una certa buona volontà da parte di alcune Ditte. Infatti è già possibile trovare sul mercato piccole medie frequenze abbastanza ben costruite.

Anche gli zoccoli sono costruiti da più ditte e così pure i trasformatori d'uscita.

Vi sono buone speranze di vedere esposto alla prossima mostra della radio, molto materiale per apparecchi piccoli, e ciò consentirebbe finalmente ai tecnici italiani di dedicarsi ad un campo dal quale si erano estraniati per un lungo periodo di tempo. *

rassegna della stampa

Modulazione ad impulsi codificati

di Fred Shunamann

RADIO CRAFT Febbraio 1948

La radiotelefonia mosse i suoi primi passi sul mare e nell'aria e cioè laddove era impossibile la costruzione di linee metalliche; la recente notizia dell'entrata in esercizio del ponte radio a microonde New-York Boston ci stà ad indicare che il ponte radio per radiotelefonia multipla sta ora allineandosi vicino alle linee telefoniche metalliche e per non urtare la suscettibilità dei suoi colleghi (ed avversari) più anziani, che valendosi di lunghi anni di fedele lavoro non possono essere posti in secondo posto, assume il nome di « Cavo Hertziano ».

Vedrà il futuro fiorire sulle colline, sulle montagne, su alti torri metalliche riflettori parabolici alimentati da « pipe line » irradiare, in invisibili fasci, le conversazioni telefoniche che centinaia di persone contemporaneamente si scambiano? Noi della radio ce lo auguriamo, e seguiamo l'A. nel suo succoso articolo.

Due, sono sinora stati, gli ostacoli che hanno ostacolato l'espandersi del ponte radio nel campo telefonico commerciale; primo, la difficoltà di convogliare su una unica portante più conversazioni, come viene fatto su circuiti metallici, secondo l'eliminazione dei disturbi atmosferici che durante il tragitto possono sovrapporsi alla modulazione unitamente alle distorsioni dovute al trasmettitore e al ricevitore.

D'altra parte per raggiungere considerevoli portate con frequenze elevate, quanto lo sono quelle di cui ci si può avvalere occorrono molte stazioni ripetitrici e il numero di queste dipende dalla quantità di materiale estraneo che il messaggio può raccogliere strada facendo, sia a causa di fenomeni atmosferici, sia a causa delle distorsioni elettriche che viene a subire ad ogni stazione soccorritrice e da queste considerazioni scaturisce evidente la causa per cui non si possono accrescere in numero illimitato le stazioni soccorritrici.

La Bell Telephone Laboratories con la adozione della Modulazione ad impulsi Codificati si propone di risolvere questo arduo problema.

La primitiva forma della Modulazione ad impulsi si proponeva di irradiare non già tutta l'onda completa ma bensì solo parte di essa presa sotto forma di impulsi ugualmente spaziati nel tempo ed in questo modo irradiati ed all'arrivo veniva ripristinata la forma primitiva dell'onda modulante.

La frequenza di questi impulsi doveva essere tale da stare almeno nel rapporto 2/1 rispetto alla frequenza più elevata del segnale modulante. In pratica, questa frequenza di impulso era di 8000 periodi per secondo e le conversazioni telefoniche erano tagliate a 3.400 periodi. Se il sudetto rapporto 2/1 venisse a diminuire questo verrebbe ad ingenerare confusione nella conversazione e cioè se esistessero dei segnali modulanti contenenti la frequenza 6000 p/s a causa del battimento 6000÷8000 si avrebbe confusione fra i segnali a 6000 e a 2000 periodi (Radio Craft Marzo 1946).

La tecnica degli impulsi risolse così in un primo tempo il problema del ponte radio a multicanali, ad ogni impulso veniva quindi assegnato un tempo molto minore di 1/8000 di secondo. Al presente nei sunnominati laboratori si è riusciti a prendere con intervalli di tempo di 1/8000 di secondo 12 conversazioni contemporanee. Così 12 conversazioni possono essere prese una dopo l'altra (nell'intervallo di tempo uguale ad 1/8000 di secondo) e nello stesso ordine irradiate su di un'unica portante. All'estremità ricevente avviene la selezione di ogni singola conversazione che viene distribuita al suo circuito metallico di abbonato o di centrale a filo.

Il più vecchio sistema di conversazioni multiple su una sola frequenza portante ebbe una soluzione con il metodo degli « Impulsi modulati in ampiezza » che in verità risolse tecnicamente il problema ma in pratica questo sistema si rivelò insufficiente perchè le fonti di rumore che la portante durante il tragitto viene ad incontrare vengono ad alterare in ampiezza il profilo della modulazione e da questo ne consegue una distorsione causa questa che ne impedì la pratica utilizzazione (Fig. 1 a).

Seguì a questo primo metodo la « Modulazione a posizioni di Impulsi » (fig. 1b) dove la modulazione invece di agire sull'ampiezza della portante causa uno spostamento in anticipo o in ritardo dell'impulso rispetto alla posizione che questo ha in assenza di modulazione, si ha cioè un principio simile a quello della modulazione di frequenza. L'ampiezza di ogni impulso rimane sempre costante e quindi alla stazione ricevente uno stadio limitatore riporterà l'inviluppo alla sua forma precedente togliendo tutte le deformazioni in ampiezza che durante il tragitto eventuali rumori possono avere apportato. Sfortunatamente questo tipo di modulazione è suscettibile a subire distorsioni per effetto di fading o di interferenze, dato che questi fenomeni vengono a spostare la posizione degli impulsi; è quindi chiaro come nasca la distorsione dei segnali. In fig. 1 c è infine raffigurato il sistema di « Modulazione di impulsi codificati » il quale fa esso pure uso di impulsi sempre uguali in ampiezza però questi impulsi invece di portare la conversazione ad essi affidati variando la loro posizione manda il « carattere codificato » alla stazione ricevente dove sarà « decifrato » riproducendo la forma primitiva dell'impulso sia per essere rivelato o sia per essere reirradiato. Con questo metodo il numero delle stazioni relè può essere infinito, perchè ad ognuna di queste stazioni viene reirradiato il segnale di forma perfettamente identica a quella di partenza. Questo grande vantaggio porta però una maggiore complicazione degli impianti.

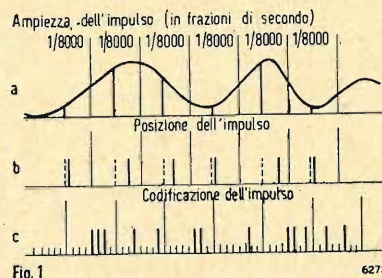



Fig. 1 - *I tre sistemi tipici di modulazione ad impulsi.*

Seguendo questo principio la Bell Telephone Laboratories ha realizzato un complesso che può essere utilizzato sino a 96 conversazioni contemporanee.

Le complete apparecchiature sono contenute in 5 « racks » standard.

In queste apparecchiature insieme a vecchi componenti elettronici quali interuttori elettronici, espansori, commutatori elettronici si trovano nuovi dispositivi e nuove idee. Tra questi nuovi dispositivi si trova il tubo codificatore (coder) e il decodificatore (decoder). Altre parti costituenti sono simili a quelle usate col metodo di Modulazione di posizione di impulsi (Vedi P.P.M. New Techinique Radio Craft Febb. 46).

Come si può seguire dallo stenogramma indicato in fig. 2 il segnale di ogni canale viene filtrato e limitato quindi a mezzo di un interruttore elettronico si ottengono gli impulsi nel numero di 8000 impulsi al secondo per ogni segnale; da qui i segnali giungono ad un compressore e di lì giungono ai dispositivi codificatori e precisamente: vengono selezionati gli impulsi pari e gli impulsi dispari e questi, attraverso un interruttore ruotante che chiude ogni circuito 48000 volte al secondo, vengono rispettivamente codifi-

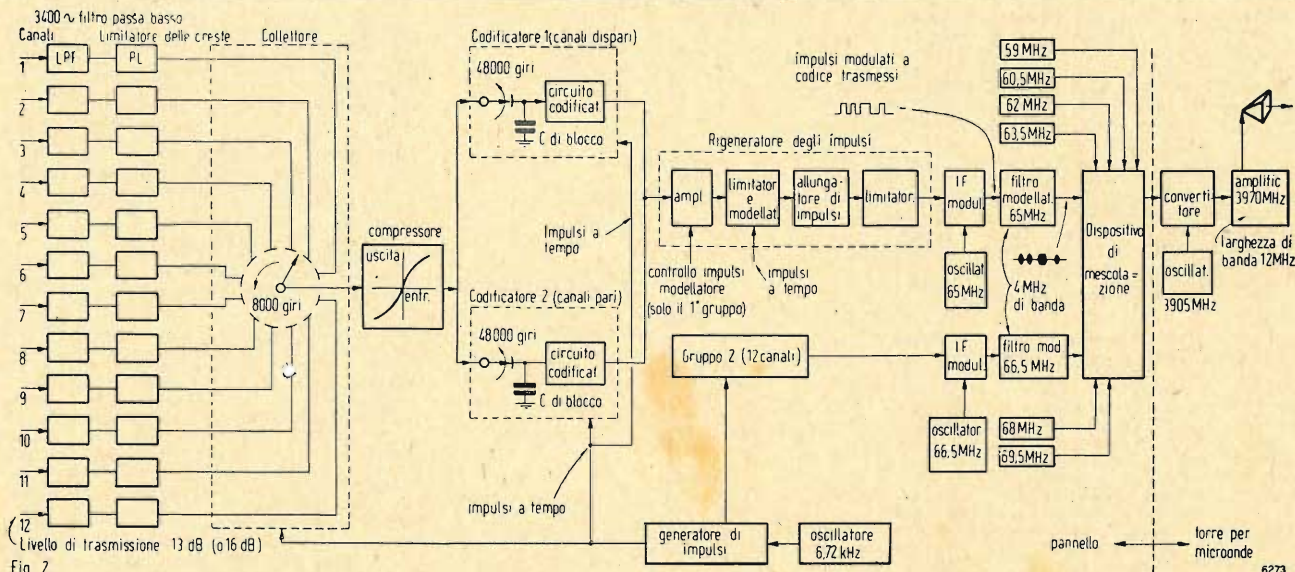
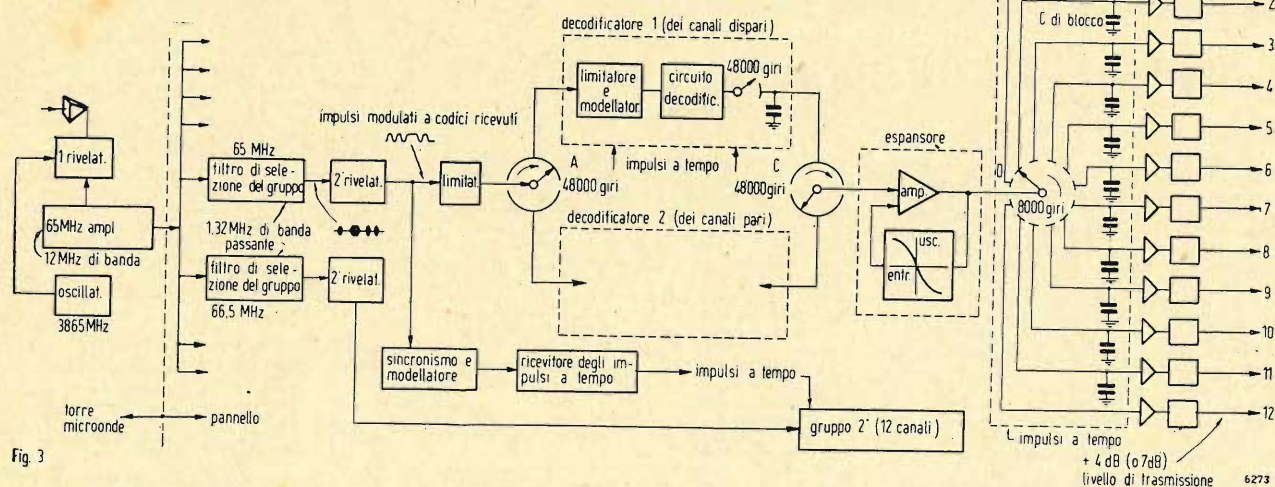



Fig. 2 - *Stenogramma completo di una stazione trasmittente sperimentale nella quale sono pure indicati i circuiti addizionali che possono essere posti in essa.*

Fig. 3 - Stenogramma completo di una stazione trasmittente con circuito decodificatore per un gruppo di 12 canali indicante le parti comuni ai diversi gruppi.

cati da due circuiti codificatori. Questa codificazione è fatta in modo che i condensatori abbiano a scaricarsi completamente ad evitare interferenze fra i vari canali a causa di modulazione incrociata. Dopo la cifratura del codice i segnali vengono amplificati e giungano allo stadio detto « Slicer and gate » il quale ha il compito di limitare i segnali ad una appropriata ampiezza e permette il passaggio di brevi impulsi soltanto quando questi si trovano nella posizione esatta richiesta dal codice degli impulsi.

Questi impulsi esattamente ubicati secondo il codice sono quindi allungati da uno stadio seguente che rende la loro trasmissione più facile rispetto ai precedenti impulsi molto brevi (0,4 micro secondi). Segue un secondo limitatore (Slicer) che limita ulteriormente gli impulsi che vengono inviati ad un modulatore a frequenza intermedia che lavora su di una frequenza prossima a 65 MHz. Gli impulsi quadrati attraversano un filtro modellatore (shaping filter) che li arrotonda rendendoli più adatti per la loro radiotrasmissione. Un convertitore che oscilla a 3905 MHz batte con la frequenza intermedia di 65 MHz e la frequenza somma, risultante dal battimento (3970 MHz) viene ulteriormente amplificata per essere poi inviata ad un sistema di antenna parabolica.

Dallo stenogramma di figura 3 è visibile come si possano irradiare più conversazioni contemporanee valendosi per la trasmissione di una sola frequenza portante.

Si spera che con un sistema completo di questo tipo si possano trasportare otto di questi canali ovvero 96 conversazioni contemporanee cioè 8 canali di 12 conversazioni ognuno alla stazione ricevente i segnali subiscano lo stesso trattamento assai complesso, però in senso inverso (fig. 3).

I segnali multipli sono prima convertiti a 65 MHz, rivelati e limitati ad una appropriata ampiezza. Un commutatore elettronico separa quindi i canali dispari dai canali pari e questi vengono rispettivamente inviati ad un sistema decifratore del codice dopo aver di nuovo attraversato un circuito « Slicer and Gate » dove vengono limitati in ampiezza e nel tempo.

Dopo la decifratura del codice i segnali vengono ancora uniti e dopo aver attraversato un espansore vengono ripristinati nella loro forma primitiva cioè prima che venissero compressi nel trasmettitore, infine ad ogni canale viene affidato il suo proprio circuito per essere inoltrato su linea metallica. Ogni canale prima di essere immesso sulla propria linea viene nuovamente filtrato in maniera da permettere il passaggio di segnali sino a 3400 periodi per secondo ed elimina tutte le componenti a frequenza maggiore che possono determinarsi durante i vari processi della trasmissione e della ricezione.

Il sistema di codice è assai semplice ed assomiglia al codice telegrafico, senonchè in questo non si hanno che sole linee. Ogni gruppo del codice è costituito da sette spazi ed ogni carattere del codice è costituito da una riga posta in diversi spazi intervallati o no da spazi vuoti. Le combinazioni delle righe e dei vuoti nei sette spazi sono in numero di 128 equivalenti al numero dei gruppi del codice.

1	2	4	8	16	32	64	Qua.
—	—	—	—	—	—	—	127
						—	64
	—		—		—		42
—							1

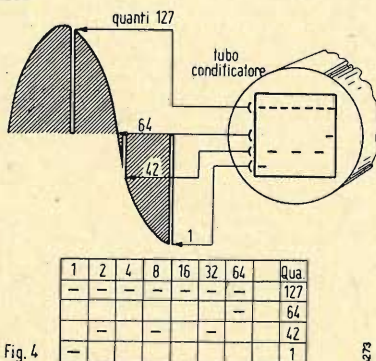



Fig. 4 - Come l'onda di tensione della bassa frequenza è tradotta in impulsi e come questi vengono codificati.

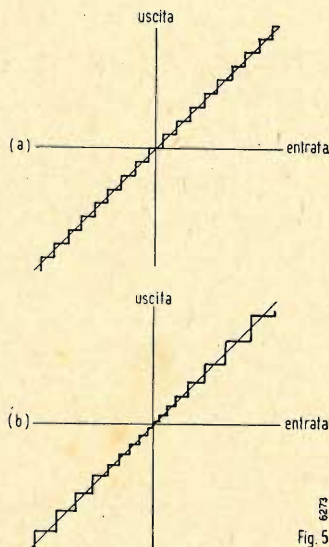



Fig. 5 - Suddivisione degli impulsi in « quanti » di segnale.

Impulsi presi in vari punti sulla tensione di BF producono il loro appropriato gruppo del codice, come indicato in figura 4. Ad ogni riga del codice corrisponde a seconda della sua posizione una certa ampiezza dell'onda di tensione della *BF;* così una riga nella prima posizione ha il valore di 1, nell'ultima posizione ha il valore di 64, un gruppo di codice formato quindi da una riga nel primo spazio ed una riga nell'ultimo spazio, con 5 spazi bianchi avrebbe il valore di 65. Questi impulsi possono essere presi solo in 128 punti sulla completa onda di tensione, questo numero è sufficiente ad un'ottima riproduzione della voce. Un sistema con un maggior numero di impulsi è stato sperimentato per trasmissioni musicali di qualità elevata. Ognuno di questi impulsi (o quanti come l'A. li chiama) ha il suo proprio numero di codice compreso fra 1 e 128. Il numero 64 rappresenta il segnale di ampiezza zero, mentre il picco negativo è rappresentato da 1 e il picco positivo da 128.

La distribuzione di questi « quanti » uniformemente distribuiti nel tempo sembrerebbero all'udito troppo distanti l'uno dall'altro per segnali deboli, mentre per segnali forti sembrerebbero troppo frequenti e quindi invece di usare un sistema di distribuzione uniforme di impulsi come è indicato dal grafico di figura 5 a si è adottato una distribuzione di questi « quanti » come indicato dalla figura 5 b e questo lo si è ottenuto facendo precedere al « codificatore » uno stadio di compressione. Il circuito compressore rappresentato in figura 6 fa uso di rettificatori metallici i quali presentano una grande resistenza per deboli correnti mentre per un aumento di corrente la resistenza decresce. (Radio Craft. Agosto 47 pag. 37). All'ingresso del « Codificatore » e precisamente in parallelo ad esso sono stati posti all'uopo due rettificatori al silicone con polarità invertite. Per uniformare la compressione viene posto in serie ad ogni singolo rettificatore una piccola resistenza mentre una resistenza di elevato valore è posta in parallelo al sistema. Queste resistenze vanno regolate sino ad ottenere un'uscita costante per tutte le frequenze.

La Resistenza in corrente continua, quando il compressore sarà regolato bene, dovrà essere di 6.000 ohm in presenza di segnali debolissimi mentre per segnali di elevata ampiezza dovrà essere di 190 ohm. Il compito di questo compressore posto all'ingresso del codificatore è di attenuare i segnali forti molto di più dei segnali deboli, consegue da questo che per segnali forti la distribuzione degli impulsi è meno densa che non per i segnali deboli dove invece questa distribuzione viene ad infittirsi come è rappresentato dal grafico riprodotto nella figura 5. Il circuito di espansione nel circuito ricevente è costituito da un identico complesso che viene posto nel circuito di controreazione di un amplificatore, e viene quindi a determinare un fenomeno oppo-

sto a quello seguito durante la compressione e quindi dopo l'espansione il segnale riavrà la forma identica a quella che esso aveva all'ingresso del compressore.

Il circuito codificatore è composto da uno speciale tubo rappresentato schematicamente in figura 7. Esso consiste di un dispositivo comune a tutti i tubi a raggi catodici per la creazione di un penello elettronico e un comune sistema di placche deflettrici sia verticalmente che orrizzontalmente, in aggiunta a questi in esso si trovano pure tre elementi che lavorano insieme per quanto riguarda la codificazione vera e propria. Ogni canale è esplorato una volta ogni 1/8000 di secondo e i canali del codificatore sono

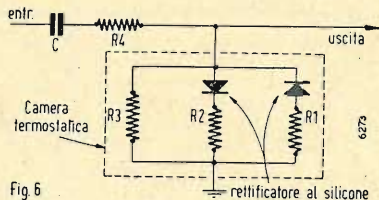



Fig. 6 - *Circuito compressore ed espansore.*

orizzontale ed evita che questo abbia a subire disguidi nel senso verticale durante lo spazzolamento orizzontale. Per un sifatto controllo del fascio elettronico ci si vale di una tensione negativa che cancella la traccia catodica ad ogni ritorno, inoltre questa polarizzazione è quella che sospinge il penello contro le maglie della « griglia quantizzatrice » esattamente sopra al percorso del circuito selezionato dal segnale.

Come il fascio elettronico investe la « griglia quantizzatrice » questa emette elettroni per emissione secondaria che vengono raccolti dal collettore e inviati come controreazione al circuito di deflessione verticale del penello. Questo grado di controreazione e considerevolmente più forte del negativo di polarizzazione e costringe il penello elettronico a scendere, ne risulta che il fascio si muove attraverso il tubo con il suo estremo superiore contro la maglia della griglia esattamente sopra alla fessura della « placca di apertura ». Gli elettroni che attraversano le fessure della placca di apertura sono captati dalla « placca degli impulsi » e forniti come gruppi di codice all'ingresso dell'amplificatore. Tutti gli altri circuiti che seguono hanno lo scopo di modellare questi gruppi di codice tutti uguali in ampiezza e convenientemente distribuiti

modulati nel tempo (*P.P.M.* pulse position modulation) si segue la tecnica usata per la rivelazione di segnali modulati in frequenza. Per la rivelazione di impulsi codificati la soluzione non è così semplice. Un impulso codificato può avere qualsiasi valore assoluto di ampiezza compreso fra 1 & 64 (vedi fig. 4) e le combinazioni del codice possono avere valori compresi fra 1 & 127, questi numeri sono materializzati alla stazione di arrivo da altrettante quantità di elettricità nel circuito rivelatore. Il decodificatore si presenta come un condensatore che riceve una carica da ogni impulso appartenente ad un certo gruppo del codice. La costante di tempo relativa alla scarica di questo condensatore è regolata in maniera che ad ogni intervallo di tempo corrispondente ad 1 dei 7 spazi del codice la sua carica si dimezzi. Così un gruppo del codice del tipo 1-0-0-0-0-0-0 caricherà il condensatore nella posizione 1, nella posizione 2 la carica sarà 1/2, in 3, 1/4 in 4, 1/16 in 5, 1/32; in 6, 1/64; in 7, 1/128 del suo valore originale (un quanto). Un impulso ricevuto in posizione 2 nella 7 posizione avrebbe il valore di 1/64 corrispondente a 2 quanti. Il decodificatore produce un lavoro inverso del codificatore e cioè per ogni gruppo di codice emette un ugual numero di quanti

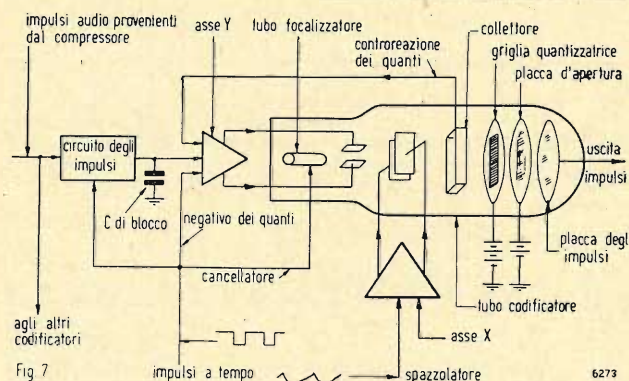



Fig. 7 - *Il cuore del complesso: il tubo codificatore.*

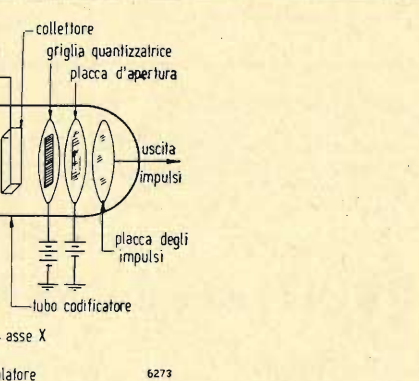
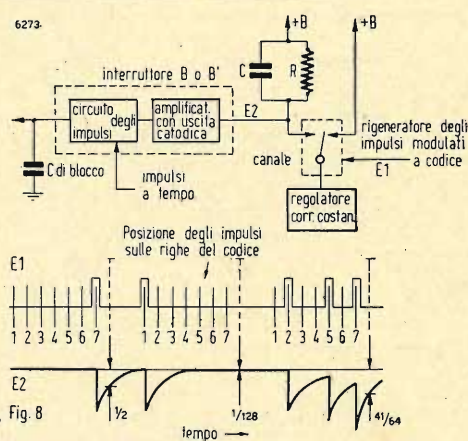



Fig. 8 - *Come i segnali del codice sono convertiti in « quanti » di segnale.*

in numero di sei, di modo che il fascio elettronico spazzola orrizzontalmente da destra a sinistra 48.000 volte al secondo e il ritorno della traccia viene soppresso.

Gli impulsi di tensione ricavati alla uscita del compressore sono applicati alle placche deflettenti nel senso verticale di modo che il penello catodico può essere spazzolato in alto o in basso nello spazio compreso nella deflessione orizzontale a seconda che l'impulso in arrivo corrisponda ad un picco positivo o negativo.

La codificazione di questi impulsi è prodotta dalla « Placca di apertura » e dalla « Griglia quantizzatrice ». La « placca di apertura », indicata in figura 8 dove essa è fotografata dalla parte posteriore della « Griglia quantizzatrice », ha un certo numero di fessure orizzontali che possono essere attraversate da un sottile fascio elettronico quando esso spazzola orizzontalmente attraverso ad esse, inviando uno spruzzo di elettroni attraverso ad esse e determinando la codificazione come riprodotta dalla figura 4. Un fascio elettronico puntato sulle griglie superiori della « griglia quantizzatrice » (massimo segnale positivo) passa attraverso sette fessure della « placca di apertura » producendo 7 impulsi uniformemente distribuiti (codice 1-1-1-1-1-1-1). Se il fascio elettronico è puntato su una maglia della « griglia quantizzatrice » che si trova ad uno scatto inferiore alla posizione relativa alla posizione del primo esempio, il fascio elettronico attraverserà tutte le fessure della « placca di apertura » meno la prima e il codice in questa posizione sarà: 0-1-1-1-1-1-1. Vi sono come si è detto 128 passi controllati dalle maglie della « griglia quantizzatrice » e a questi 128 passi corrispondono altrettante combinazioni di fessure sulla « placca di apertura ». Il passo inferiore ad esempio corrisponde al codice 1-0-0-0-0-0-0. Il compito della « griglia quantizzatrice » è molto importante, essa mantiene il fascio elettronico perfettamente

nel tempo per essere poi irradiati dopo aver modulato il segnale di alta frequenza.

La rivelazione, o decodificazione di impulsi *PCM* (pulse code modulation) presenta maggiore difficoltà di quelle che si incontrano negli altri sistemi di modulazione ad impulsi.

Per la rivelazione di impulsi modulati in ampiezza si può adottare ancora la stessa via usata per la rivelazione di comuni segnali broadcasting e per impulsi

come aveva determinato nella trasmissione il segnale di *BF*. Nella figura 9 è rappresentato tale processo.

Questo principio sperimentato dalla Bell Telephone non è il solo sistema di codificazione sinora studiato, altri ne esistono e non meno interessanti, in tutti questi dispositivi primeggiano complicati circuiti elettronici. Che sia il *P.C.M.* a lanciare il ponte radio nell'uso comune?

RB

Sistemi di regolazione di tono

Sezione "Radio Electronics Circuits"

RADIO CRAFT Agosto 1947

Nella sezione « Radio Electronics Circuits » del numero di Agosto 1947 di « Radio Craft » vengono suggeriti alcuni sistemi per la regolazione del tono, in parte riportati dalla rivista inglese « Electronics Engineering ».

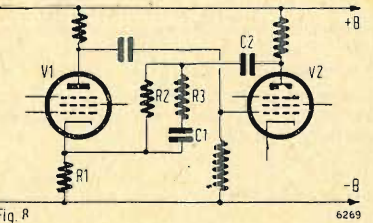
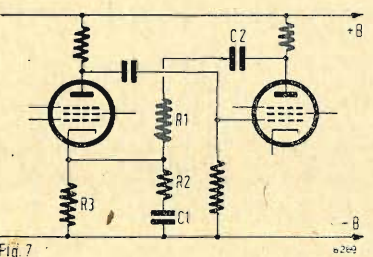
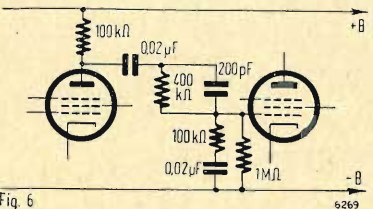
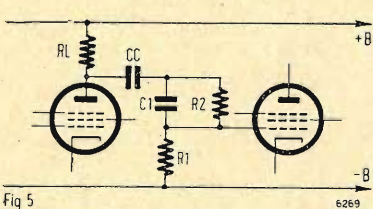
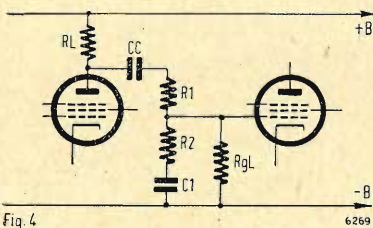
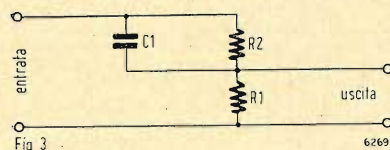
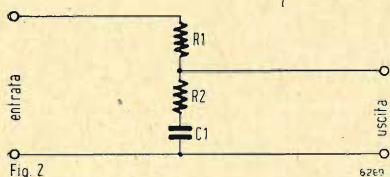
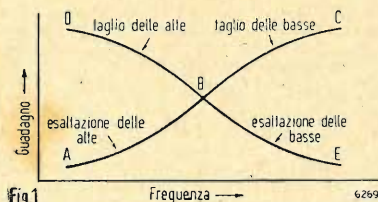
I controlli di tono ed equalizzatori sono fondamentalmente di 4 tipi: taglia alto, esalta alto, taglia basso ed esalta basso.

La fig. 1 indica le curve fondamentali. L'effetto dipende dalla posizione del punto *B* che viene variato opportunamente scegliendo i valori del condensatore e delle resistenze nel circuito. Se *B* è disposto per es. a 30 Hz la curva *ABC* rappresenta un taglia basso; se *B* è disposta nella parte superiore nello spettro acustico la curva indica una esaltazione degli alti.

La risposta in frequenza è controllata rispettivamente dai valori di *R2* e *C1* (fig. 2 e 3). Così se la rettanza di *C1* è eguale a *R2* a 200 Hz le basse frequenze sono esaltate. La medesima combinazione in fig. 3 taglia le basse. Come questi circuiti fondamentali vengono applicati in un amplificatore è visibile in fig. 4 e 5. I valori occorrenti in pratica per queste due figure appaiono nella tabella riportata in calce.

La fig. 6 è una combinazione delle fig. 2 e 3. Con i valori dati si ha una esaltazione sia delle basse che delle alte, il livello del segnale salendo di 12 dB a 30 e 10000 Hz. Con una opportuna scelta dei valori si può invece ottenere un effetto di taglio sia delle basse che delle alte.

Il controllo di tono può essere usato nella reazione negativa. Una rete che può normalmente dare una curva di risposta come la *AC* di fig. 1 può avere una curva come la *DBE* se connessa in un circuito di controreazione. La fig. 8 è un esempio della applicazione delle fig. 2 ad

Fig. 1

un circuito a reazione negativa e similarmente la fig. 7 una utilizzazione della fig. 3. Se la reattanza di $C1$ è fatta eguale a $R2$ ad una elevata frequenza acustica, il circuito di fig. 7 dà un taglio degli alti.

Una esaltazione degli alti può ottenersi adattando questi valori di costanti al campo delle basse frequenze. La fig. 8 è una realizzazione pratica della fig. 2 in un circuito controreazionato. I valori possono essere presi dalla fig. 4 notando che gli effetti sono invertiti.

Per rendere variabile uno qualsivoglia di questi elementi una resistenza variabile è piazzata ai capi di $C1$ nei circuiti derivati dalla fig. 2 ed in serie con $C1$ in quelli derivati dalla fig. 3. Il suo valore deve essere al minimo 5 volte maggiore della reattanza di $C1$ alla più bassa frequenza che è presente nel circuito; la fig. 9 ne dà un esempio in un circuito.

VP

Fig. 9

Dettagli sulla risposta in frequenza	Numero della figura	Valori dei componenti
Esaltazione delle basse iniziando, a 300 Hz e salendo di 12 dB a 50 Hz	4	RL=50 kohm; Cc=0,01 μF; R1=250 kohm; R2=50 kohm; C1=0,015 μF; RgL=1 Mohm.
Taglio delle alte, iniziando a 2000 Hz e cadendo di 12 dB a 10000 Hz	4	RL=50 kohm; Cc=0,01 μF; R1=250 kohm; R2 omessa; C1=0,002 μF; RgL=1 Mohm.
Taglio delle basse, iniziando a 300 Hz e cadendo di 11 dB a 50 Hz	5	RL=50 kohm; Cc omessa; R1=1 Mohm; R2 omessa; C1=0,001 μF.
Esaltazione delle alte a 2000 Hz e salendo di 12 dB a 10000 Hz	5	RL=50 kohm; Cc=0,02 μF; R1==100 kohm; R2=500 kohm; C1==100 pF.

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

Oscillatore per ultra frequenza

di L. Liot

ELECTRONIQUE Aprile 1947

L'oscillatore ad UF (ultrafrequenza) è stato studiato e realizzato per lo studio dei circuiti a UF in sede di laboratorio.

Esso copre una banda di lunghezze di onda comprese tra 70 e 205 cm, ossia tra 428,5 e 146,3 MHz. Sono stati impiegati due triodi 955 a riscaldamento indiretto. I dati d'impiego di questi tubi quali oscillatori o amplificatori di AF in classe C, sono i seguenti:

Tensione anodica	200 Vmax	180 V
Corrente anodica	8 mAmax	7 mA
Corrente di griglia	2 mAmax	1,5 mA
Tens. negat. di griglia		— 35 V
Poten. di uscita per F=60MHz		0,5 W

Si è notato nel corso degli esperimenti, che la potenza di uscita non diminuisce in modo apprezzabile per valori decrescenti della lunghezza d'onda di lavoro fino ad 1 metro (F=300 MHz). Al di sotto di 1 metro la potenza di uscita diminuisce rapidamente con la lunghezza di onda.

Schema di principio dell'oscillatore

E' rappresentato in figura 1. Come appare a prima vista si tratta di un montaggio simmetrico ad impedenza catodica. La frequenza di oscillazione è controllata dalle dimensioni della linea risonante del circuito anodico, mentre il circuito catodico serve unicamente ad introdurre una reazione. Le frequenze massima e minima di oscillazione sono determinate dalle lunghezze fisiche delle linee risonanti, lunghezze che possono essere determinate assai facilmente per mezzo di semplici calcoli.

Calcolo della lunghezza fisica delle linee

Per questo calcolo è necessario conoscere esattamente i valori delle capacità interne dei tubi 955, così come i valori delle capacità parassite, dovute ai supporti delle valvole, ai contatti, ecc.

Le capacità interne da conoscere sono assai deboli: dell'ordine del picofarad. Infatti è nostro intendimento costruire un circuito oscillante la cui induttanza è rappresentata dalle linee parallele e la cui capacità è costituita dalle capacità interne dei tubi e dalle capacità parassite. Il valore delle capacità può essere misurato per mezzo di un Qmetro. Poichè la banda di frequenza coperta da questo oscillatore si estende da 430 a 150 MHz circa, la lunghezza fisica delle linee va calcolata per quest'ultimo valore, giacchè la frequenza massima e le frequenze intermedie possono essere ottenute per semplice spostamento di un ponticello mobile di corto circuito (accorciamento della lunghezza delle linee, con conseguente diminuzione dei valori di L e di C e quindi aumento della frequenza di oscillazione). Si noterà, sullo schema di montaggio realizzato (fig. 2), che sulle estremità delle linee anodiche e catodiche sono state aggiunte, dal lato delle valvole, ossia in un ventre di tensione, delle capacità fisse Ck=1, 1pF e Ca=2pF allo scopo di diminuire la lunghezza delle linee e quindi l'ingombro dell'apparecchio. Tali capacità non dovranno essere di valore più elevato per non sovraccaricare il circuito oscillante, ciò che porterebbe ad una eccessiva diminuizione del coefficiente di merito del circuito. Per la medesima ragione dovranno essere di ottima qualità. Sono stati usati condensatori del tipo ceramico a disco, atti a sopportare tensioni di circa 500 V.

Se chiamiamo l la lunghezza della linea a $\lambda/4$ non associata al tubo elettronico e con λ indichiamo la lunghezza d'onda massima di lavoro, possiamo scrivere $l=\lambda/4$, ossia nel caso che stiamo considerando, essendo $\lambda = 2m = 200cm$, $l=50$ cm.

Ma il fatto di unire alla linea uno o più tubi (aventi delle proprie capacità interne) provoca un accorciamento della linea stessa di una quantità I.

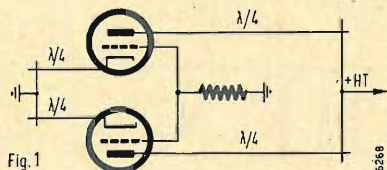
Questo accorciamento è funzione delle capacità interne dei tubi elettronici (capacità griglia-anodo per il circuito anodico, e capacità griglia-catodo per il circuito catodico) delle capacità fisse aggiunte (Ck e Ca) all'estremità delle linee ed infine delle capacità proprie delle linee stesse. Indicando, genericamente, con Ci

le capacità interne, con C_p le capacità parassite, con C_f le capacità fisse e con C le capacità proprie delle linee e misurando le prime tre in picofarad, le ultime in picofarad al centimetro, l'accorciamento risulta dato dall'espressione:

$$l = (Ci + Cp + Cf)/C;$$

e misurato in centimetri.

L'impedenza caratteristica delle linee Z_0 può essere fornita, in funzione del

Fig. 1

raggio r dei conduttori impiegati e della distanza d esistente tra gli assi dei medesimi, dalla formula:

[2] $Z_0 = 276 \log (d/r)$.

Il costruttore ha tenuto per la linea del circuito anodico

$d = 26$ mm; $r = 6$ mm

e per la linea del circuito catodico

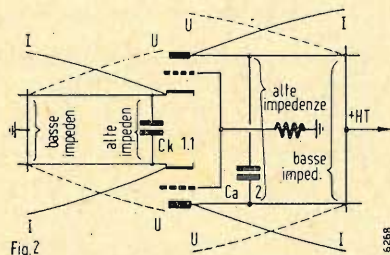
$d = 36$ mm; $r = 2{,}5$ mm.

Pertanto, sostituendo questi valori nella [2], avremo per la linea anodica:

$Z_0 = 276 \lg (26/6) = 176$ ohm

e, per la linea catodica:

$Z_0 = 276 \lg (36/2{,}5) = 320$ ohm.

Fig. 2

Valendoci della seguente espressione si potranno ricavare le capacità delle linee:

$$C = \Sigma_0/Z_0$$

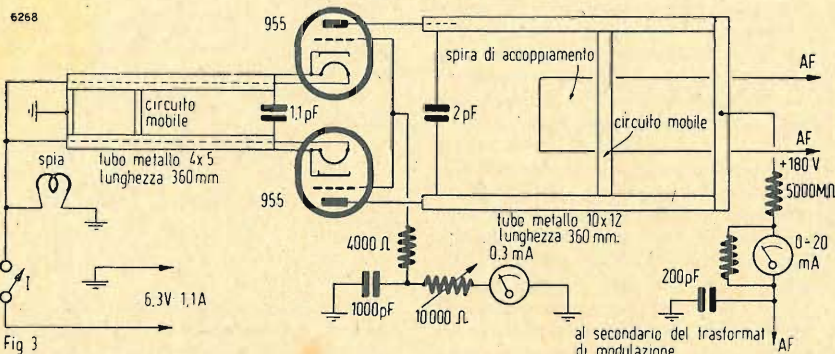
(C risulta espresso in unità CGS per cm di lunghezza).

Si avrà quindi per la linea anodica:

$C = \Sigma_0/176 = 0{,}17$ u CGS/cm $= 0{,}17$ pF/cm

Analogamente per la linea catodica:

$C = \Sigma_0/300 = 0{,}093$ u CGS/cm $= 0{,}10$ pF/cm

Fig 3

Valendosi di un Qmetro sono state determinate le capacità interelettrodiche dei due tubi 955 e precisamente:

$Cp\text{-}g = 1{,}3$ pF $\quad Cgp = 1$ pF

C parassite del circuito anodico	0,3pF
C parassite del circuito catodico	0,4pF
C' circuito anodico	2pF
C' circuito catodico	1,1pF

(C' sul catodo e sull'anodo sono state poste per poter accorciare la lunghezza delle linee).

Essendo i due tubi in montaggio simmetrico, con due circuiti accordati ogni tubo viene a lavorare su mezzo circuito oscillante e le capacità interne di ogni tubo come pure le capacità parassite vengono a caricare due volte meno il circuito oscillante, ovvero le capacità CP & Cp sono in serie.

Si ha quindi:

$Cp\text{-}g = 1{,}3/2 = 0{,}65$ pF
$Cg\text{-}k = 1/2 = 0{,}5$ pF

Cp circuito anodico $= 0{,}3/2 = 0{,}15$ pF
Cp circuito catodico $= 0{,}4/2 = 0{,}2$ pF

La diminuzione di capacità agli estremi delle linee che si viene ad avere in un circuito simmetrico è un vantaggio di quest'ultimo rispetto ad un circuito ad un solo tubo e questo permette di raggiungere delle frequenze più elevate.

Da quanto è stato detto si avrà che l'accorciamento delle linee dovuto alle Capacità sarà:

Si avrà quindi:

$(0{,}65 + 0{,}15 + 2 \quad 0{,}19 = 14{,}7$ cm
$50 - 14{,}7 = 35{,}3$ cm;

da questa lunghezza va detratta la lunghezza dei clips di attacco delle 955 che è di circa 1,7 cm, la linea sarà dunque lunga:

$35{,}3 - 1{,}7 = 33{,}6$ cm.

A questa lunghezza si dovrà aggiungere 1 cm circa per poter fissare questa sullo châssis e praticamente la linea anodica verrà ad essere di 35 cm.

In modo analogo si procederà alla determinazione della linea catodica avendo:

$Cg\text{-}k = 0{,}5$ pF; $\quad Cp = 0{,}2$ pF;
$C' = 1{,}1$ pF

la diminuzione delle linea catodica per effetto delle capacità sarà:

$(0{,}5 + 0{,}2 + 1{,}1)/0{,}10 = 18$ cm

la lunghezza totale della linea catodica sarà allora:

$50 - 18 = 32$ cm

dalla quale va detratto 1,7 cm per tener calcolo della lunghezza dei clips delle 955 e sommato 1 cm per il fissaggio della linea allo châssis. Questo calcolo dà un risultato molto approssimato, in pratica è bene prevedere una lunghezza leggermente maggiore.

Prove di stabilità eseguite su questo complesso hanno dato ottimi risultati.

L'accoppiamento dell'oscillatore con il carico viene effettuato con una spira in tubetto di rame di 3 mm di diametro accoppiata alla linea anodica. La lunghezza di questa spira è di 35 cm e la sua uscita è chiusa su di una linea a 360 ohm d'impedenza, di conseguenza la spira di accoppiamento dovrà essere la stessa impedenza ad evitare riflessioni nel punto di giunzione della linea con la spira.

Il rapporto d/d' della linea a 360 ohm di impedenza è di 10 sapendo che d = = scarto dei due conduttori = 10 mm e d' = diametro dei conduttori = 1 mm lo stesso rapporto dovrà tenersi nella spira di accoppiamento sapendo il diametro della spira uguale a 3 mm si avrà che d = $= 3 \times 10 = 30$ cm che è la distanza che si dovrà tenere nella linea ad U di accoppiamento.

Tramite un ponticello di corto circuito sia sulle linee anodiche che sulle linee catodiche si può coprire una gamma di frequenze comprese fra 150 MHz & 420 MHz e ciò, facendo scorrere i sudetti ponticelli e precisamente prima il ponticello della linea anodica (che determina la f) quindi il ponticello della linea catodica sino ad ottenere la condizione di massima corrente di griglia. La potenza di tale oscillatore misurata a 150 MHz è risultata di 0,4 watt di R.F. La modulazione di tale complesso è stata eseguita mediante un amplificatore di BF seguito da un tubo del tipo 6V6 come modulatore di potenza il cui montaggio nulla presenta di singolare essendo stato realizzato un circuito classico di modulazione di placca con trasformatore. Il coefficente di sovratensione del circuito descritto può agevolmente ricavarsi dalle seguenti deduzioni:

$Q = \omega L/R = 2\pi f L/R$
$f = 150$ MHz $= 15 \cdot 10^7$ Hertz

L'induttanza L si ricava sapendo:

$0{,}279 \lg [d/r]/30{,}5$ in microH/cm

dove d = distanza fra gli assi delle linee = 2,6 cm;

dove r = raggio dei conduttori di linea = 0,6 cm

da cui $d/r = 2{,}6/0{,}6 = 4{,}34$
$\lg 4{,}34 = 0{,}6375$

Essendo la linea anodica in esame lunga 35 cm avremo:

$L = 0{,}279 \times 0{,}6375/30{,}5 \times 35 = 0{,}2$ microH

Calcoliamo ora la R con l'ausilio della seguente relazione:

$R = [\sqrt{f}/r]/30{,}5$ in microohm/cm

Sapendo che $f = 150$ MHz $= 15 \cdot 10^7$ Hertz; r = 0,6 cm (diametro dei conduttori delle linee).

Risolvendo $\sqrt{15 \cdot 10^7} = 12247$

$R = [12247/0{,}6]/30{,}5 = 669$ microohm/cm
$R = 669 \times 35 = 23651$ microohm $=$
$= 0{,}024$ ohm

da cui si determina:

$Q = [6{,}28 \times 15 \cdot 10^7 \times 2 \cdot 10^7]/0{,}024 = 7850$

Analogamente per le linee catodiche si avrà:

$d = 3{,}6$ cm $\quad r = 0{,}25$ cm
$d/r = 3{,}6/0{,}25 = 14$
$\lg 14 = 1{,}1461$.

Sapendo la linea catodica lunga 32 cm si avrà:

$L = 0{,}279 \times 1{,}1461/30{,}5 \times 32 = 0{,}33$ microH;
$R = [12247/0{,}25]/30{,}5 = 1606$ microohm/cm;
$R = 1606 \times 32 = 51392$ microohm $= 0{,}0514$ ohm

da cui:

$Q = 6{,}28 \times 15 \cdot 10^7 \times 3{,}3 \cdot 10^7/0{,}514 = 6000.$

RB

pubblicazioni ricevute

De Radio Revue, anno III, nn. 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto, settembre 1948.

Documentez-Vous Radio Télévision Cinéma Eletricité, quaderni nn. 16, 17, 18, 19.

La Radio Professionnelle, anno XVII, nn. 159, 160, 161, 162, 163, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno 1948.

La Télévision Française, nn. 34, 35, 36, 37, 38, 39, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1948.

Le Haut-Parleur, anno XXIV, nn. 811, 812, 813, 814, 815, 816, 817, 818, 819, 820, 821, 822, 823, 824, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

L'Onde Electrique, anno XXVIII, n. 251, 252, 253, 254, febbraio, marzo, aprile, maggio, 1948.

Populär Radio, anno XX, nn. 3, 4, 5, 6, 7, 8, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

Practical Wireless, vol. XXIV, nn. 501, 502, 503, 504, 505, 506, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto, settembre 1948.

QST, vol. XXXII, n. 3, 4, 5, 6, marzo, aprile, maggio, giugno 1948.

Radio Craft, vol. XIX, nn. 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

Radio Electricidad, anno XI, nn. 107, 108, 109, 110, 111, 112, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1948.

Radio Maintenance, vol. IV, nn. 2, 3, 4, febbraio, marzo, aprile 1948.

Radio News, vol. XXXIX, nn. 2, 3, 4, 5, 6, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno 1948 e vol. XL, nn. 1, 2, luglio, agosto 1948.

Radio Service, anno VIII, nn. 51, 52, 53, 54, 55, 56, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

Radio-Television-Electronic Service, volum. XVII, nn. 2, 3, 4, 5, 6, 7, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1948.

RCA Review, vol. IX, nn. 1, 2, marzo, giugno 1948.

Revista Marconi, vol. II, nn. 5, 6, aprile, luglio, 1948.

Revista Telegrafica Electronica, anno XXXVI, nn. 425, 426, 427, 428, 429, 430, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1948.

R.S.G.B. Bulletin, vol. XXIII, nn. 8, 9, 10, 11, 12, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno 1948 e vol. XXIV, nn. 1, 2, luglio, agosto 1948.

Technique Muirhead, vol. II, n. 2, 3, aprile, luglio, 1948.

The Irish Radio & Electrical Journal, vol. V, nn. 60, 61, 62, 63, 64, 65, febbraio, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio 1948.

The General Radio Experimenter, vol. XXII, nn. 10, 11, 12, marzo, aprile, maggio 1948.

The Short Wave Listener, vol. II, nn. 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto, settembre 1948.

The Short Wave Magazine, vol. VI, nn. 1, 2, 3, 4, 5, 6, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

Toute la Radio, anno XV, nn. 124, 125, 126, 127, maggio, giugno, luglio, agosto 1948.

Wireless Engineering, vol. XXV, nn. 294, 295, 296, 297, 298, 299, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto, 1948.

Wireless World, vol. LIV, nn. 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, marzo, aprile, maggio, giugno, luglio, agosto, settembre, 1948.

segnalazione brevetti

Dispositivo per la teletrasmissione automatica di segnali utilizzante un circuito d'abbonato di una centrale telefonica e relativo circuito elettrico, particolarmente per segnalare furti.
BALLERINI Ugo e CENZATTI Giorgio e ROZZI Luigi, a Milano (2-45).

Dispositivo indicatore della provenienza di onde irradiate da un centro distante di emissione, e sue applicazioni per la determinazione automatica di rotte di navigazione.
SANTUCCI Gianfranco, a Roma (2-46).

Sistema e dispositivo per l'applicazione rapida dei condensatori elettrolitici di filo negli apparecchi radio in genere.
COLOMBINI Orlando, a Milano (3-78).

Sistemazione spostabile, per scorrimento o ripiegamento, della scala negli apparecchi radio, allo scopo della completa disponibilità del pannello anteriore del mobile per la sistemazione del solo altoparlante.
VOTTERO Domenico, a Torino (3-79).

Ricevitore radiofonico a riflessione, con reazione fissa e controllo automatico di sensibilità.
CIAVATTA SENOFORTE SOCRATE, a S. Salvo (Chieti) (4-109).

Quadrante indicatore per apparecchi radioriceventi.
MAGNETI MARELLI Fabbrica Italiana, a Milano (4-110).

Sistema ed intelaiatura a elementi componibili per apparecchi radio e simili.
LENTINI Rocco, a Milano (4-110).

Sistema di comando elettromeccanico per l'apertura del mobile e il sollevamento della radio, in mobili radiobar, radio grammofoni e simili.
MESSINA Vincenzo, a Milano (4-110).

Condensatore variabile particolarmente per apparecchi radioriceventi plurigamma.
Soc. An. LA VOCE DEL PADRONE COLUMBIA Marconiphone, a Milano (4-110).

Copia dei succitati brevetti può procurare: Ing. A. RACHELI Ing. R. ROSSI & C. Studio Tecnico per Brevetti d'Invenzione, Marchi, Modelli, Diritto d'Autore, Ricerche, Consulenze.
MILANO - Via Pietro Verri, 6 - Tel. 70-018

CONSULENZA

GTer 6721 - Sig. G. Moneta
Torino.

● INTRODUZIONE ALLO STUDIO DELLE CORRENTI ALTERNATE.

Quando la causa formatrice di una corrente elettrica di spostamento rimane costante entro i limiti di relatività imposti alla manifestazione del fenomeno, si dice che il circuito è percorso da una *corrente continua*. Le grandezze elettriche che definiscono questa corrente sono due, cioè *l'intensità e la direzione*.

Se si modifica la causa formatrice in modo da ottenere una variazione d'intensità, si dice che il circuito è percorso da una *corrente variabile*. Quando l'intensità di una corrente variabile riprende i medesimi valori ad intervalli uguali di tempo, il circuito è percorso da una *corrente periodica*. Se invece la causa formatrice modifica contemporaneamente la *direzione e l'intensità* della corrente di spostamento e se la media aritmetica dei valori positivi è uguale a quella dei valori negativi, il circuito è percorso da una *corrente alternativa*.

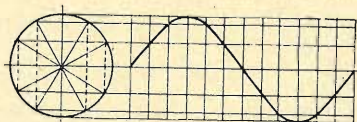



Fig. 1 - (*Cons. GTer.* 6721)

Quando la legge di una corrente alternata può essere rappresentata analiticamente da una espressione del tipo

$$a = A \text{ sen } \omega t$$

e, graficamente, dalla curva della fig. 1 si dice che il circuito è percorso da una *corrente alternativa sinusoidale o armonica semplice*. Correnti di tale tipo hanno un'importanza notevolissima nel campoi dei fenomeni elettrici e radioelettrici. La curva della fig. 1 è la rappresentazione grafica dell'espressione

$$a = A \text{ sen } \omega t$$

ed è detta sinusoide. La rappresentazione grafica è la proiezione di un punto in un piano o nello spazio che percorre una circonferenza con moto uniforme. Più precisamente essa si riferisce alla posizione che il raggio vettore occupa in tempi successivi, ed è ottenuta su di un sistema di coordinate cartesiane, riportando sulle ascisse i tempi e sulle ordinate i valori corrispondenti del raggio vettore.

Gli elementi fondamentali di una grandezza alternativa sono tre e cioè:

1) il valore istantaneo, a, che misura il valore della grandezza nell'istante;

2) il valore massimo o ampiezza, che rappresenta il valore massimo della grandezza (cioè quando è $\text{sen } \omega t = 1$) e che corrisponde al raggio della circonferenza sulla quale un punto si muove con moto uniforme;

3) il periodo che è il tempo che intercorre fra due valori successivi.

Nell'espressione $a = A \text{ sen } \omega t$, ω è la velocità di movimento del raggio vettore; il prodotto ωt fra la velocità angolare e il tempo, è quindi una velocità angolare. Se si indica con T il periodo,, è facile comprendere che in un tempo $t+T$ si ha il medesimo valore di a quando l'angolo ωt aumenta di 2π. Si può quindi scrivere:

$$\omega (t + T) - \omega t = 2\pi ,$$

e cioè

$$\omega = 2\pi / T$$

che è detta pulsazione della grandezza alternativa.

Dagli elementi fondamentali suddetti derivano i cinque fattori seguenti:

1) il valore medio;

2)) il valore efficace;

3) il fattore di forma e il fattore di vertice;

4) la frequenza;

5) la fase.

Il valore medio rappresenta il valore assoluto della media dei valori di segno uguale, e cioè dei valori che la grandezza assume in un semiperiodo. Se per un numero n si hanno i valori istantanei $a_1, a_2, \ldots a_n$, il valore medio Am è dato dal rapporto

$$Am = \frac{a_1 + a_2 + \ldots a_n}{n}$$

Il valore medio dei valori compresi in un periodo è zero; si tratta quindi di una definizione convenzionale, in quanto ha valore solo quando è riferita ad un semiperiodo.

Il valore efficace è invece la radice quadrata della media dei quadrati dei valori istantanei esistenti in un periodo. Si può dunque scrivere che il valore efficace

$$A' = \sqrt{\frac{A'^2_1 + A'^2_2 + \ldots An^2}{n}}$$

che per una grandezza sinusoidale risulta:

$$A' = \frac{1}{\sqrt{2}} A = 0{,}7071 \text{ A}$$

Il significato matematico di valore efficace si accompagna a un significato fisico notevolissimo, in quanto corrisponde al valore di una corrente continua che produce i medesimi effetti (ad es. calorifici) della corrente alternata.

Il fattore di forma è il valore numerico del rapporto esistente fra il valore efficace A' e il valore medio Am. Il fattore di vertice si riferisce invece al rapporto fra il valore massimo A e il valore efficace A'. Il valore numerico di

questi due fattori dipende dalla forma della curva con cui si rappresenta la grandezza alternativa. Per una grandezza sinusoidale, il fattore di forma f_f è:

$$f_f = \frac{A'}{A} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}A}{\frac{2}{\pi}A} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11;$$

il fattore di vertice è invece:

$$f_v = \frac{A}{A'} = \frac{A}{\frac{1}{\sqrt{2}}A} = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{2}}} = \sqrt{2} = 1.41$$

Per forme diverse da quella sinusoidale, i due fattori assumono diversi valori. Così per una curva a forma di semicerchio o di semiellisse si ha:

$f_f = 1{,}04$ e $f_v = 1{,}22$;

per una cuspide sinusoidale,

$f_f = 1{,}31$ e $f_v = 2{,}08$;

per una cuspide ellittica,

$f_f = 1{,}44$ e $f_v = 3{,}22$.

Frequenza di una grandezza alternativa è il numero di periodi che si hanno

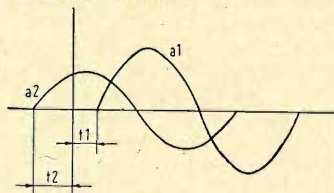



Fig. 2 - (*Cons. GTer.* 6721)

in ogni secondo. Tra frequenza e periodo si ha pertanto la relazione:

$fT = 1$, per cui $f = 1/T$

Le dimensioni della frequenza corrispondono all'inverso di un tempo. L'unità pratica è l'hertz (Hz).

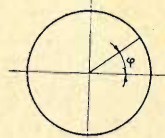



Fig. 3 - (*Cons. GTer.* 6721)

La fase di una grandezza alternativa costituisce invece l'elemento distintivo di essa da altre grandezze di uguale periodo. Quando l'origine del periodo di due o più grandezze alternative non coincide con l'origine dei tempi e cioè con l'istante in cui si comincia l'osservazione del fenomeno, si dice che le grandezze non sono in fase. Si può indicare la fase dando il tempo interceduto fra l'origine del periodo e l'origine dei tempi, oppure, indicando l'angolo esistente fra il raggio vettore del punto mobile sulla circonferenza e l'asse di riferimento, all'inizio dell'osservazione.

Due grandezze alternative a_1 e a_2, aventi un periodo T, con una differenza di fase t_1 e t_2 rispetto all'origine dei tempi (fig. 2), si esprimono analiticamente con l'espressione:

$$a_1 = A_1 \; sen \; \omega \; (t + t_1)$$
$$a_2 = A_2 \; sen \; \omega \; (t - t_2)$$

La grandezza a_1 ha un anticipo di fase rappresentato dalla frazione t_1/T, mentre alla grandezza a_2 compete un ritardo di fase t_2/T. La differenza di fase fra

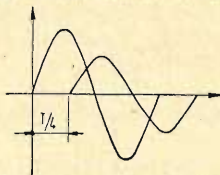



Fig. 4 - (*Cons. GTer.* 6721)

le due grandezze è quindi espressa dal rapporto $(t_1+t_2)/T$. Si può cioè concludere che la fase di una grandezza alternativa è rappresentata dalla frazione di periodo che intercorre fra l'origine dei tempi e l'origine del periodo della grandezza stessa. Se ci si riferisce invece all'angolo φ che il raggio vettore del punto mobile sulla circonferenza fa con l'asse di riferimento (fig. 3), la fase di

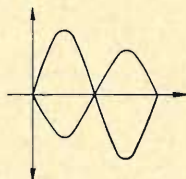



Fig. 5 - (*Cons. GTer.* 6721)

una grandezza alternativa è espressa genericamente con

$$a = A \; sen \; (\omega t \pm \varphi)$$

nella quale il segno algebrico che precede l'angolo di fase si riferisce all'anticipo o al ritardo della grandezza stessa. Quando la differenza di fase è di 90° (fig. 4) le due grandezze si dicono in quadratura o sfasate di ¼ di periodo. Se la differenza di fase è di 180° si dicono in opposizione (fig. 5).

Si dirà prossimamente dei metodi di rappresentazione e di calcolo delle grandezze alternative.

GTer 6722 - Sig. R. De Luca

Napoli

- STRUMENTI TERMICI: STRUTTURA, FUNZIONAMENTO, USO.
- LEGGI FONDAMENTALI DI UN CIRCUITO ELETTRICO COMPLESSO.

a) Gli *strumenti termici* sono anche detti *a filo caldo* e sono una conseguenza della legge di Joule, ossia degli effetti termici della corrente. La forza viva posseduta dalle cariche elettriche in movimento, si trasforma in calore nell'urto che si verifica tra esse e gli atomi del conduttore. La quantità di calore sviluppata, che è proporzionale al quadrato dell'intensità di corrente, è anche proporzionale alla dilatazione, cioè all'allungamento che essa determina nel conduttore stesso. Il problema principale che s'impone in questi strumenti è quello di amplificare l'allungamento del conduttore.

A tale scopo, negli strumenti tipo *Cardew*, il conduttore utilizzato è avvolto su due pulegge ed è fisso ad un estremo, mentre l'altro estremo è unito ad una molla (fig. 1). L'indicazione strumentale è affidata ad un indice solidale con una puleggia; gli spostamenti di questa sono appunto determinati dall'allungamento del conduttore. Una diversa soluzione è usata negli apparecchi tipo *Asch*, costruiti da Hartmann e Braun e rappresentati schematicamente nella fig. 2. Lo spostamento dell'indice è affidato in tal caso alla freccia che subisce il conduttore per effetto dell'allungamento.

Il campo di applicazione degli strumenti a filo caldo è oggi da ricercare pressochè esclusivamente nella tecnica delle alte frequenze. Nella tecnica delle correnti continue essi sono ormai sostituiti da altri tipi basati su principi diversi. Gli strumenti termici hanno infatti scarsa permanenza di caratteristiche ed elevato consumo (0,2÷0,25 A per i voltmetri; 0,2÷0,25 V per gli amperometri).

I mutamenti ambientali di temperatura producono lo spostamento dello zero della scala. Si ha anche con essi scarsa prontezza dovuta al tempo che si richiede per raggiungere il regime termico. Un sovraccarico, infine, anche istantaneo, altera sensibilmente le caratteristiche dello strumento, semprechè ad esso non segua la distruzione del conduttore.

Il conduttore è generalmente costituito da una lega di platino-iridio o platino-

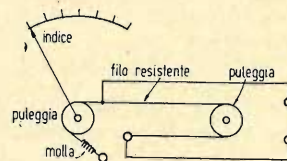



Fig. 1 - (*Cons. GTer.* 6722) *Strumenti tipo Cardew*

argento, in quanto occorre sia caratterizzato da minimo coefficiente di temperatura, elevato punto di fusione, massima resistività, minima ossidabilità e sufficiente resistenza meccanica. E' importante osservare che le indicazioni fornite da uno strumento a filo caldo sono proporzionali tanto all'intensità della corrente che lo attraversa, quanto alla differenza di potenziale che esiste ai capi dello strumento stesso. Rimanendo infatti costante il valore della resistenza del conduttore, l'intensità della corrente che circola in esso è proporzionale alla differenza di potenziale applicata ai capi. Uno strumento a filo caldo può quindi servire indifferentemente per misure di correnti e di tensioni, a seconda

della gradazione della scala e del modo con cui è inserito nel circuito in cui si effettua la misura.

b) Gli elementi caratterizzanti la struttura di un circuito elettrico complesso sono tre e si riferiscono: 1) ai rami, 2) ai nodi e, 3) alle maglie. E' detto ramo qualunque conduttore del circuito; nodo è il punto di contatto di diversi conduttori o rami, mentre per maglia s'intende un circuito chiuso. Da tale considerazione discendono tre leggi fon-

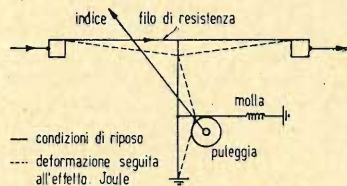



Fig. 2 - (*Cons. GTer.* 6722) *Strumenti tipo Hartmann-Braun.*

damentali, ciascuna delle quali si riferisce ad uno solo di questi tre elementi. Queste leggi sono:

1) la legge dei rami o legge di Ohm;

2) la legge dei nodi o prima legge di Kirchhoff;

3) la legge delle maglie o seconda legge di Kirchhoff.

Legge dei rami. — La legge si riferisce al movimento delle cariche elettriche. Gli elementi determinanti questo movimento sono due, in quanto si riferiscono, uno, alla necessità che sia presente una differenza di potenziale e l'altro, che tra tale differenza di potenziale esista una continuità conduttiva. Quando uno solo di questi elementi non sussiste il movimento delle cariche elettriche non ha luogo. Le grandezze elettriche che definiscono quantitativamente questo fenomeno sono in numero di tre e comprendono:

1) il valore della differenza di potenziale, V, applicata;

2) il valore della resistenza R, distribuita o concentrata, nel ramo;

3) il valore dell'intensità di corrente I.

Fra queste tre grandezze sussiste la relazione fondamentale

$$V = R \cdot I$$

da cui si ha anche immediatamente:

$$I = V/R \; ; \; R = V/1 \, .$$

Legge dei nodi. — Si riferisce alle correnti che concorrono in un nodo e ne dichiara nulla la somma algebrica di esse.

Legge delle maglie. — Si riferisce alle tensioni e considera due casi, riguardanti l'esistenza o no, nella maglia stessa, di sorgenti di tensione. Quando esistono tali tensioni la somma della resistenza fra la corrente di ogni singolo ramo è uguale alla somma delle diverse tensioni esistenti. Se invece tali sorgenti non esistono, la somma dei prodotti $R \cdot I$ dei rami è nulla.

GTer 6723 - Sig. F. Bianchi

Voghera

- DATI COSTRUTTIVI DI UN AUTOTRASFORMATORE.
- SCHEMA ELETTRICO E DATI COSTRUTTIVI DI UN RICEVITORE A SUPEREAZIONE PER 56 MHz (Tubi: CV6, 6V6).

I dati costruttivi dell'autotrasformatore in questione (fig. 1) sono i seguenti:

nucleo 4,84 cm² (22 × 22 mm);
numero di spire per 1 V = 12;
a - b: 6,3 V; 0,25 A; 76 spire; filo 0,35 mm;
a - c: 115 V; 0,1 A; 1380 spire; filo 0,25 mm;

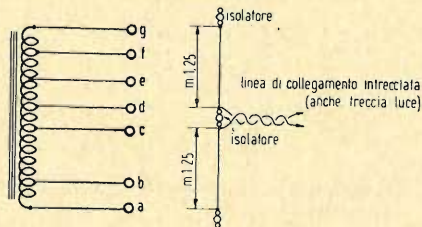



Fig. 1 e 3 - (*Cons. GTer.* 672,3)

a - d: 125 V; 0,,1 A; 1500 spire; filo 0,25 mm;
a - e: 140 V; 0,1 A; 1680 spire; filo 0,25 mm;
a - f: 160 V; 0,1 A; 1920 spire; filo 0,25 mm;
a - g: 220 V; 0,1 A; 2640 spire; filo 0,25 mm;

Lo schema elettrico del ricevitore a superreazione è riportato nella fig. 2, in cui si dànno anche le necessarie precisazioni costruttive.

L'aereo a dipolo può essere realizzato nel modo indicato dalla fig. 3.

GTer 6724 - Sig. M. Bozzi

Verona.

- PROCEDIMENTO DA SEGUIRE PER EFFETTUARE LA MESSA A PUNTO DI UN TRASMETTITORE RADIOFONICO MODULATO IN AMPIEZZA.

Le operazioni di messa a punto di un trasmettitore radiofonico devono essere precedute da diversi accorgimenti, onde evitare l'eventuale deterioramento di alcune parti di esso e segnatamente dei tubi. Tali accorgimenti riguardano:

1) La verifica sperimentale che alle griglie controllo dei diversi tubi, specie quelli di potenza, sono applicate le volute tensioni di polarizzazione, tenendo presente che tale verifica deve eventualmente precedere l'applicazione delle tensioni di anodo e di griglia schermo. Nel caso infatti che non risultino applicate tale tensioni la potenza che risulta dissipata sui diversi elettrodi può superare l'importo consentito dal costruttore dei tubi con conseguente deterioramento di essi.

2) La necessità di ridurre a ½ o a ⅓ del valore massimo di funzionamento le tensioni di anodo e di griglia schermo, quando la tensione di polarizzazione è ottenuta per caduta di tensione nel resistore connesso tra la griglia e il potenziale di riferimento (massa). Ciò comporta infatti l'esistenza di una tensione alternativa di eccitazione, fatto questo che non si verifica se il circuito oscillatorio disposto sull'anodo del tubo che precede non è accordato sulla fondamentale o sull'armonica prevista della tensione di comando. Si noti che per tale ragione questo sistema di polarizzazione può essere utilmente completato con un resistore protettivo di autopolarizzazione connesso in serie al catodo del tubo stesso. Il valore di questo resistore è calcolato in modo da ottenere una tensione fissa di polarizzazione di valore sufficiente ad impedire il deterioramento del tubo nel caso che venga a mancare la tensione eccitatrice. Infine onde ottenere di diminuire l'importo della potenza dissipata sull'anodo durante le regolazioni del trasmettitore si può applicare sulla terza griglia dei tubi interessati una tensione negativa di valore adeguato, sempre che su tale elettrodo non pervenga anche la modulante.

3) Analoghi accorgimenti sono poi da seguire per lo stadio terminale del trasmettitore. La potenza che si dissipa sull'anodo in conseguenza alla presenza di una tensione eccitatrice e del mancato trasferimento al sistema radiante, in quanto questi non può essere preventivamente accordato, può superare facil-

Fig. 2 - (*Cons. GTer.* 6723): *T1=CV6; T2=6V6; C1=2×50 pF; C2=50 pF, mica; C3=2000 pF, mica; C4=0,1 uF, carta; C5=10 uF,* 30 *V; C6=0,1 uF, carta; R1=8÷10 Mohm, 1/4 W; R2=50.000 ohm (a filo); R3=0,5 Mohm; R4=250 ohm, 1 W; L=10 sp. filo rame arg.* 18/10, *diametro avvolgimento* 15 *mm.; lungh.* 50 *mm.* (passo circa 5 *mm); t.i.=rapporto* 1/3÷1/5; *Z=56 sp. affiancate* 2/10 *a due cop. seta, supporto ceramico* 5 *mm; Z1=5000 ohm,* 45 *mA (primario di un trasformatore di uscita per tetrodo a fascio).*

mente il limite di sicurezza precisato dal costruttore.

Premessi questi accorgimenti, la cui importanza è notevole,, come si è detto, si eseguono successivamente le operazioni di messa a punto nel modo che segue.

Verifica delle condizioni di funzionamento dello stadio pilota.

Nel caso che il generatore pilota sia del tipo a controllo piezoelettrico si deve osservare:

a) il funzionamento in regime di autoeccitazione, connettendo uno strumento di giusta portata sull'anodo o sul ritorno del circuito di griglia. Con la connessione sull'anodo (a valle del carico) si dovrà verificare un aumento dell'indicazione strumentale cortocircuitando il circuito di griglia, ciò che porta ad escludere l'effetto retroattivo. L'indicazione strumentale nel ritorno del circuito di griglia (ad esempio in serie al resistore di autopolarizzazione) si annulla cortocircuitando il carico ed escludendo comunque la connessione con cui si è stabilito l'effetto retroattivo.

b) Il valore dell'intensità di corrente a radiofrequenza nel ramo in cui si è connesso il quarzo, ciò che richiede l'uso di uno strumento a filo caldo e che non deve superare il limite di sicurezza indicato dal costruttore di esso.

Quando il generatore è del tipo a variazione manuale di accordo, si controllano le condizioni di funzionamento in regime di autoeccitazione nel modo che si è detto nel caso del generatore piezoelettrico. Per stabilire la frequenza di funzionamento o i valori estremi del campo d'onda, si ricorre al battimento zero con un ondametro-eterodina convenientemente tarato. L'indicazione di zero può effettuarsi ovviamente con mezzo acustico e anche mediante l'indicazione

Fig. 1 - (*Cons. GTer.* 6724)

di uno strumento o di un dispositivo elettronico. A tale verifica è da seguire un controllo della stabilità di funzionamento, sia riguardo alla frequenza e sia riguardo all'ampiezza. Accorgimenti varii, riguardanti, ad esempio, l'alimentazione potenziometrica della griglia schermo, la modifica dei valori adottati per gli elementi delle cellule di disaccoppiamento e anche una più opportuna regolazione quantitativa del trasferimento retroattivo e del valore del condensatore di accoppiamento allo stadio che segue, possono essere eseguiti onde migliorare il funzionamento dello stadio in questione. Notevole importanza hanno anche la distribuzione degli elementi e delle connessioni, specie di quelle con il potenziale di riferimento. Una più completa verifica delle condizioni di stabilità può essere eseguita successivamente, quando cioè si è effettuato l'allineamento degli stadii che seguono al generatore pilota e quando si è applicata la modulante nel modo previsto.

La variabilità del carico che ne consegue e che non dev'essere risentita dallo stadio pilota, può precisare gli accorgimenti da adottare, sia riguardo alla stabilità delle tensioni di alimentazione, sia riguardo all'accoppiamento fra il pilota e lo stadio che segue e che può richiedere di essere diminuito.

La messa a punto degli stadi che seguono si effettua eseguendo l'accordo dei circuiti oscillanti sulla frequenza prevista (fondamentale o armonica del pilota). Le condizioni di accordo del carico sono rappresentate dalla minima deviazione di uno strumento connesso a valle del carico anodico, sempreché si escluda ogni erogazione sullo stadio che segue ad esso. Se all'entrata dello stadio che segue si è posto un circuito oscillatorio, l'indicazione strumentale di cui sopra raggiunge un massimo quando sono raggiunte le condizioni di accordo. Si noti che tale indicazione dev'essere

Fig. 2 - (*Cons. GTer.* 6724) *Per ottenere l'inviluppo dell'onda di trasmissione occorre sintonizzare l'asse dei tempi dell'oscillografo sulla frequenza di modulazione.*

contenuta entro i limiti previsti dal costruttore, onde evitare di dissipare sull'anodo una potenza superiore a quella ammissibile. Infine nei circuiti di comando dei tubi funzionanti in classe C, si dovrà regolare l'accoppiamento con il carico dello stadio che precede, verificando sperimentalmente l'intensità della corrente nel circuito di comando ed ottenendo che anche questo valore non sia superiore a quello ammesso dal costruttore. Si noti che l'ottenimento del valore massimo in questione è ovviamente legato alle possibilità dello stadio che precede; su esso può gravare infatti un carico, espresso in mA di corrente anodica, non superiore alle condizioni previste dal costruttore per contenere la dissipazione anodica nei limiti di sicurezza. Analogamente si procede all'accordo del sistema radiante, il cui accop-

piamento con il circuito di carico dell'amplificatore di potenza, dev'essere stabilito in modo da contenere la massima dissipazione anodica di quest'ultimo nei valori consentiti dal tubo. Verificata in

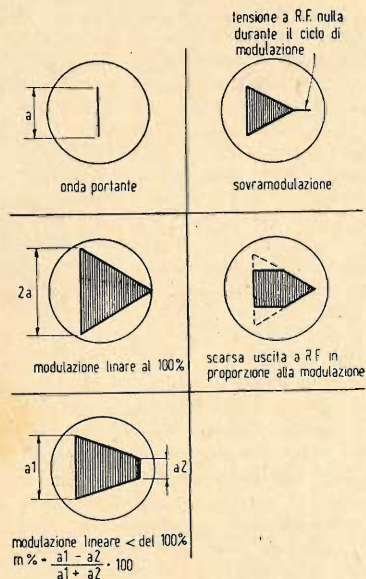



Fig. 3 - (*Cons. GTer.* 6724) *Oscillogrammi ottenuti con la connessione di fig. 1 - Metodo delle figure a trapezio.*

tal modo la connessione tra il pilota e l'aereo e constatata la presenza, in quest'ultimo, della massima energia a radiofrequenza ottenibile, si eliminano gli accorgimenti inizialmente adottati per

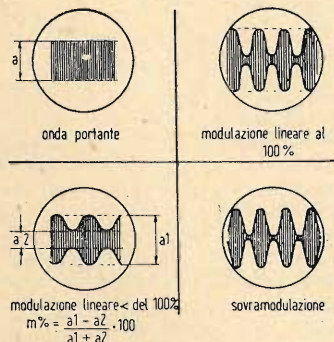



Fig. 4 - (*Cons. GTer.* 6724) *Inviluppi dell'onda di trasmissione ottenuti con il metodo indicato in fig. 2.*

impedire il deterioramento dei tubi durante la messa a punto. Occorre ripetere successivamente le operazioni descritte, quando gli accorgimenti in questione hanno alterato più o meno sensibilmente le tensioni di alimentazione dei diversi stadii.

Se ciò non si verifica, ad esempio se si è sostituito un resistore di valore opportuno alla frazione di carico sottratta al tubo, tale ripetizione non è necessaria, dovendo essere limitata esclusivamente allo stadio in cui sono stati attuati gli accorgimenti stessi. Può quindi applicarsi la modulante e verificare la profondità e la linearità dell'incisione, nonchè la stabilità di funzionamento dell'intera apparecchiatura. Disponendo di un sistema per il rilievo della forma d'onda (oscillografo) si può verificare simultaneamente la profondità e la linearità del processo di modulazione, effettuando la connessione riportata nella fig. 1, oppure quella riportata nella fig. 2 cui corrispondono altrettanti diversi oscillogrammi (figg. 3 e 4).

Diversamente, connettendo una termocoppia in serie al sistema radiante ed osservando le indicazioni strumentali rispettivamente con e senza la modulante, si può conoscere la profondità di modulazione applicando l'espressione

$$m\,\% = \frac{im - ip}{ip} \cdot 100$$

in cui i_m e i_p si riferiscono all'indicazione rispettivamente dell'onda modulata e dell'onda portante.

La linearità del processo di modulazione può essere anche verificata sperimentalmente mediante l'ascolto della trasmissione a conveniente distanza. Nel caso che non si verificassero degli incrementi di corrente in corrispondenza agli incrementi della modulante, si dovrà diminuire l'accoppaimento fra il sistema radiante e il circuito di carico dell'amplificatore di potenza, fatto questo che impone di ritoccare leggermente l'accordo dei circuiti stessi.

Se infine l'amplificatore di potenza comprende anche un sistema di neutralizzazione degli effetti della capacità anodo-griglia, cioè nel caso che tale stadio comprenda uno o più triodi, si veda quanto ha detto lo scrivente nel n. 13, 14,, 15, 16, luglio-agosto 1946 de « *l'antenna* » (pagg. 156, 157, 158).

GTer 6725 - Sig. G. Masari

Palermo.

● TRASMETTITORE RADIOFONICO PER COMUNICAZIONI AMBIENTALI.

Si può realizzare efficacemente lo schema della fig. 1, in cui si fa uso di un generatore piezoelettrico modulato per variazione di tensione della terza griglia. L'accordo dei circuiti oscillatori è del tipo a variazione di permeabilità. La messa a punto si effettua seguendo le indicazioni del milliamperometro, connesso a valle del carico. Le condizioni di accordo del circuito di carico sono rappresentate dalla minima deviazione strumentale, quando si provvede a cortocircuitare il circuito di aereo. L'accordo di questi è indicato dalla massima deviazione strumentale e dev'essere seguito dalla verifica del processo di modulazione che deve dar luogo a incrementi corrispondenti di corrente. In caso contrario occorre diminuire l'accoppiamento fra il circuito oscillatorio di carico e quello di aereo, fatto questo che richiede di ritoccare successivamente l'accordo dei circuiti in questione.

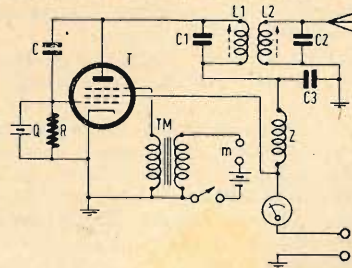



Fig. 1 - (*Cons. GTer.* 6725) - *L1=42 sp. affiancate filo 6/10 sm. supporto 12 mm.; L2 (coassiale ad L1) = 14 sp. affiancate filo 6/10 sm. supporto 20 mm.* T=6J7. *R=0,2 Mohm, ½ W. C=3÷5pF, aria o mica; C1=C2=50 pF, mica; C3=3000 pF, mica. TM=nucleo rettilineo aperto; primario 138 sp. filo 6/10 sm.; secondario 6000 sp. filo 1/10 sm.; m=microfono a carbone; Z=3 bobine nido ape 150 sp. ciascuna in serie; filo 0,12 ad 1 cop. seta; supporto 12 mm. Q=quarzo 3200 kHz.*

● **DATI COSTRUTTIVI DELL'IMPEDENZA DI MODULAZIONE PER IL GENERATORE DI SEGNALI MODULATI** (riportato a pag. 80 de « *l'antenna* », n. 2-3, 1948).

Nucleo chiuso, 2,5 cm² (15,,8 × 15,8 mm); numero totale di spire 1800; filo smaltato 0,12 mm; presa alla 550ª spira (connessione al + A.T.).

Cause ed eliminazione degli accoppiamenti parassiti

Gamma

6254

Accoppiamento è termine che definisce la connessione comunque realizzata, cioè per elementi dei circuiti elettrici o per campi elettromagnetici, atta ad effettuare il trasferimento di una grandezza elettrica da un organo all'altro o da uno stadio all'altro. Qualunque apparecchiatura radioelettrica costituisce in effetti una catena di accoppiamenti colleganti i morsetti di entrata e quelli di uscita. La natura e l'azione di questi accoppiamenti rappresentano un argomento di calcolo e definiscono la struttura e il comportamento di ogni apparecchiatura. In pratica la distribuzione e l'importo degli accoppiamenti può essere alterato tanto da cause esterne, quanto da cause inerenti agli organi stessi dell'apparecchio. In determinate circostanze questi possono costituire un elemento di connessione delle grandezze elettriche con altri organi non legati ad essi nella successione fondamentale. Ciò può esprimersi col dire che agli anelli originali della catena si possono aggiungere in pratica altri anelli diversamente distribuiti. Questi introducono una palese alterazione nel comportamento dell'apparecchiatore potendo trovare in essi l'origine di effetti retroattivi e di fenomeni di modulazione tradotti, in ambo i casi, in manifestazioni acustiche non trascurabili.

Specie degli accoppiamenti parassiti. — La specie degli accoppiamenti parassiti rappresenta un elemento di classificazione ed è riferita al mezzo con cui si stabilisce un anello anormale di accoppiamento. In base a tale criterio si hanno due specie di accoppiamento, riferite alla necessarietà dell'elemento formatore e che può essere, *a)* una corrente, oppure *b)* una tensione. L'accoppiamento della prima specie comporta l'esistenza simultanea di correnti appartenenti ad anelli non legati alla successione di principio ed è manifestazione tipica della realizzazione di un unico potenziale di riferimento delle tensioni da cui hanno origine le correnti stesse. Ciò è quanto si verifica convogliando in un mezzo conduttore unico (massa del telaio) le correnti spettanti ai diversi anelli, in quanto il mezzo stesso può costituire un'impedenza di accoppiamento. Nelle realizzazioni moderne tale fatto è evitato adottando opportuni accorgimenti consistenti *a)* nel ridurre il valore dell'impedenza di accoppiamento, ciò che impone di ridurre quanto pi possibile il percorso comune, *b)* nel disporre opportunamente i terminali di contatto di ogni anello col mezzo comune, rappresentante il potenziale di riferimento delle tensioni spettanti ai diversi anelli. La distribuzione delle correnti nel piano del mezzo conduttore comune (massa), costituisce un problema importante di studio che s'impone in sede di definizione del progetto. Occorre evitare quanto più possibile che ad ogni corrente siano affidate due o più connessioni di contatto col potenziale di riferimento, diversamente disposte, ricorrendo anche, ove necessario, il completamento del circuito con conduttore isolato dal potenziale di riferimento stesso. Un altro accorgimento non sempre attuato con criterio nelle costruzioni moderne, consiste nell'uso di reti di disaccoppiamento, costituite da un'impedenza di arresto in serie all'impedenza comune di accoppiamento, cortocircuitata da un condensatore di adeguata capacità. Questi consente di convogliare le correnti disturbanti in una zona del mezzo comune opportunamente scelta e nella quale si possono escludere quelle appartenenti ad altri anelli o ad altri elementi del medesimo anello. Normalmente l'impedenza in serie all'impedenza comune è sostituita da un resistore, con effetti soddisfacenti. Nel dimensionamento di una rete di disaccoppiamento del tipo indicato si devono tener presenti le disposizioni circuitali equivalenti in realtà al condensatore e all'impedenza. Il primo costituisce infatti il ramo ideale di una rete comprendente l'induttanza dispersa e la resistenza equivalente in serie, mentre all'impedenza compete una capacità distributiva in parallelo, la cui ammettenza altera l'azione di arresto delle correnti alternative.

L'accoppiamento di prima specie, cioè per corrente, ha una notevole importanza per il funzionamento dello stadio variatore di frequenza, specie procedendo all'accordo nelle gamme delle onde corte. Tale importanza è da attribuire all'impedenza del perno dei rotori rappresentanti il mezzo comune di percorso delle correnti spettanti al generatore per la frequenza locale e a quelle che competono al circuito selettore. Se all'impedenza del mezzo si congloba anche quella del contatto rotore-massa, è agevole concludere sulla natura delle cause determinanti, non poche volte, un accoppiamento indesiderato fra il circuito di selezione e quello dell'oscillatore per la frequenza locale. A tale accoppiamento sono infatti da imputare i fenomeni di retroazione positiva e negativa cui risulta sottoposto il circuito selettore e le manifestazioni di deriva per trascinamento della frequenza locale da parte del circuito selettore stesso. L'accoppiamento di prima specie è anche da eliminare negli stadi di amplificazione della frequenza intermedia, particolarmente quando, come normalmente avviene, tale funzione è assolta da tubi ad elevato coefficiente di amplificazione e da trasformatori ad alta impedenza. Attribuendo alle correnti di entrata e a quelle di uscita del tubo un'impedenza comune, si verifica un effetto retroattivo che può condurre il tubo all'innesco di oscillazioni permanenti (reazione positiva), oppure ad una diminuzione di amplificazione (reazione negativa).

Particolare importanza ha poi l'accoppiamento di prima specie negli stadi ad amplificazione simultanea di tensione ad alta o media frequenza e di tensioni a bassa frequenza (reflex). Le difficoltà incontrate dalla limitazione imposta dalla frequenza sui valori degli organi costituenti le cellule di disaccoppiamento, possono essere superate con una accorta disposizione degli organi stessi, eseguite in modo cioè da eliminare l'impedenza comune del mezzo di riferimento. Quando poi un'impedenza comune non sufficientemente trascurabile, vengono a coesistere le correnti spettanti alla frequenza intermedia e quelle dello stadio variatore di frequenza, si creano facilmente dei fenomeni d'interferenza fra le diverse armoniche cui seguono facilmente anche dei battimenti a frequenza acustica. Un fenomeno del genere è a volte da ricercare nell'impedenza del mezzo costituente il potenziale di riferimento nelle tensioni addizionali di polarizzazione dei tubi (regolazione automatica di sensibilità). Il comportamento delle reti di disaccoppiamento relative ad ogni anello sottoposto a tale tensione, che è legato ai valori degli elementi, è alterato dalle limitazioni imposte a questi valori dalla costante di tempo richiesta dalle reti stesse e che non può essere eccessivamente elevata. L'accorgimento di disporre di reti di disaccoppiamento in numero maggiore (almeno di un unità) de-

gli stadi interessati nella regolazione automatica di sensibilità, è quindi comprensibile ed è da accettare specie quando, per la disposizione adottata, l'impedenza comune ai diversi stadi non può essere ritenuta trascurabile.

Una conclusione di quanto detto sugli accoppiamenti parassiti di prima specie, cioè per corrente, comporta anzitutto una precisazione riguardante il fatto: *a*) che le anormalità che ne conseguono possono essere determinate dalla coesistenza nel mezzo comune di due o più correnti appartenenti ad un medesimo anello, oppure, *b*) che esse seguono alla consistenza di due o più correnti di stadi diversi. In ambo i casi s'impone il tracciamento delle zone comuni del mezzo e il calcolo delle impedenze di esse. Queste impedenze devono risultare di valore trascurabile alle più elevate pulsazioni in giuoco, ciò che richiede la corretta disposizione dei terminali di contatto col mezzo stesso. Diversamente è necessario impedire l'eccessiva lunghezza del mezzo comune, effettuando l'isolamento dell'organo o dell'elemento dal mezzo stesso e adducendo da esso al terminale mediante connessione isolata. Se non è poi agevole effettuare l'isolamento in questione, occorre modificare il tracciato delle diverse correnti, provvedendo a separarle, ove coesistono, mediante accorta sistemazione dei terminali di contatto.

Gli accopiamenti della seconda specie, cioè per tensione, richiedono di essere suddivisi in due gruppi, comprendenti in uno quelli dovuti alla coesistenza in un elemento dell'anello di una o più tensioni appartenenti ad altri anelli e, nell'altro gruppo, quelli dovuti al legame esistente fra i fatti elettrici e i fatti magnetici. Una manifestazione nota è quella riguardante l'esistenza di una tensione di bassa frequenza sugli anodi dei diversi tubi che precedono il tubo terminale dell'apparecchiatura, erogante potenza, e che è determinata dal fatto di aver condotto le correnti a frequenza acustica di questo tubo ai terminali dell'alimentatore anodico comune a tutti i tubi. Seguono particolari fenomeni d'instabilità ed effetti retroattivi di notevole importanza, specie nel generatore per la frequenza locale, che può dar luogo facilmente a correnti di bassa frequenza quando l'accordo di esso è stabilito nella gamma delle onde corte. Un fenomeno analogo si verifica quando la componente a frequenza acustica si accompagna a quella continua di alimentazione nei circuiti delle griglie schermo dei diversi tubi e, segnatamente, di quelli di amplificazione della frequenza intermedia. Le manifestazioni in questione si eliminano:

a) escludendo la formazione di tale tensione, ciò che comporta la connessione in parallelo della bobina di eccitazione del riproduttore quando questi è di tipo elettrodinamico;

b) diminuendo l'impedenza del circuito di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo, ottenuta aumentando il valore di capacità del condensatore finale del filtro di livellamento;

c) ricorrendo alla connessione simmetrica (push-pull) dei tubi di potenza, ottenendo cioè dal circuito di uscita due tensioni variabili in opposizione;

d) realizzando una caratteristica di fedeltà rapidamente attenuata nella zona delle più basse frequenze acustiche e che è opportuno limitare praticamente a valori di poco superiori a quelli di risonanza del cono;

e) interponendo una o più reti di filtraggio tra il terminale dell'alimentatore anodico e gli anodi e le griglie schermo dei tubi.

Un'altra manifestazione della medesima specie può aversi in conseguenza al comportamento del rivelatore, in cui la separazione fra le componenti acustiche e quelle portanti non è completa.

Le componenti a frequenza portante amplificate dallo stadio che segue, possono distribuirsi sui diversi elettrodi degli altri tubi, tramite l'alimentatore comune e dar luogo a retroazioni positive o negative. A tutti questi fatti può ovviarsi con reti di filtraggio, costituite per lo più da semplici condensatori di valori appropriati, adeguatamente disposti. Un mezzo rapido per individuare la coesistenza in un anello di una o più tensioni appartenenti ad altri anelli, è offerto dalla testa esploratrice di un voltmetro elettronico con circuito selettivo di entrata. E' ovvio che accertata tale coesistenza si dovrà risalire alla causa formatrice ed adottare per essa gli accorgimenti detti.

Il legame esistente fra i fatti elettrici e i fatti magnetici costituisce anch'esso un mezzo di accoppiamento della seconda specie in quanto si traduce sostanzialmente nella formazione di f.e.m. indotte da un anello su altri anelli non legati ad esso nella successione di principio. Per precisare i fenomeni che ne seguono, occorre individuare le leggi di questo legame. Esse sono in numero di due e riguardano:

a) la formazione di un campo magnetico effettuata da una corrente elettrica di spostamento;

b) la formazione di una f.e.m. indotta, cioè di un campo elettrico, determinata da ogni variazione di flusso d'induzione magnetica (C. Rimini, *Elementi di radiotecnica generale*, Cap. VII, pag. 227, N. Zanichelli, Bologna).

In un'apparecchiatura radioelettrica s'individuano elementi percorsi da correnti alternative di notevole entità rispetto all'ordine medio delle grandezze in giuoco ed elementi ad elevata differenza di potenziale rispetto al potenziale di riferimento. Le correnti alternative costituiscono la causa formatrice di un campo magnetico variabile che si sovrappone al campo elettrostatico prodotto dalle tensioni alternative, originando un campo elettromagnetico. Ciò esclude che in un'apparecchiatura radioelettrica possa manifestarsi un solo campo perturbatore, ad es. quello elettrostatico. In realtà si tratta appunto di campi elettromagnetici complessi in quanto hanno origine dalla particolare distribuzione delle cariche e delle correnti caratterizzanti il funzionamento dell'apparecchiatura in questione. In particolare, gli elementi di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo, in cui si comprendono, come è noto, i trasformatori di linea, gli organi a conduttività unidirezionale (tubi raddrizzatori) e le reti di livellamento, hanno grandezze elettriche rilevanti il cui stato è variabile e sono pertanto generatori di campi elettromagnetici non trascurabili. Nel caso che questo campo si concateni con uno o più elementi della catena di stadi, si manifestano in essi altrettante f.e.m. indotte che, per la frequenza della variazione delle cariche e delle correnti da cui dipende, si traducono in manifestazioni acustiche (ronzio) nocive alla qualità della riproduzione e anche, a volte, all'intelligibilità del segnale se il livello di questi non è convenientemente dimensionato in proporzione. A tale fatto seguono quelli riguardanti i diversi elementi di un medesimo anello e quelli riferiti a due anelli non legati alla successione fondamentale. Può cioè verificarsi che un campo elettromagnetico appartenente ad un elettrodo di un tubo venga ad interessare uno o più altri elettrodi del medesimo tubo. Diversamente può stabilirsi un legame anormale fra due anelli, in conseguenza alla formazione in uno di essi di un campo elettromagnetico.

I mezzi con cui è dato di ovviare a tali questioni sono rappresentati dagli schermi, rispetto ai quali i due campi componenti, quello elettrostatico e quello magnetico si comportano diversamente. Le linee di forza del campo elettrostatico sono deviate dallo schermo stesso, nel cui interno il campo in questione è sostanzialmente nullo. Tale fatto consente di precisare la struttura dello schermo che può essere anche del tipo a parete e che può comportare fenditure e giunture senza che ne risulti una palese alterazione dell'effetto voluto. Il campo magnetico crea invece nello schermo delle correnti indotte da cui ha origine un campo magnetico contrastante il campo formatore delle correnti stesse, in modo che questi risulta sufficientemente attenuato. Si incontrano, in tal caso, delle esigenze di conducibilità atte ad evitare lo stabilirsi delle correnti sulle superfici esterne dello schermo, in quanto ciò comporta un annullamento incompleto del campo. Eventuali fessure e giunture è bene siano disposte nel senso delle correnti indotte. In pratica il problema della distribuzione degli schermi è da considerare unitamente alla distribuzione e all'orientamento dei diversi elementi. A volte un accorto orientamento è sufficiente a distribuire il campo elettromagnetico in una zona occupata da elementi, su cui l'effetto di tale campo è trascurabile.

Impiego di un fonorivelatore a cristallo al posto di un fonorivelatore elettromagnetico

Gamma

Nel caso in cui si voglia effettuare la sostituzione in questione, occorre tener presente alcune questioni fondamentali. L'impedenza di un sistema elettromagnetico è anzitutto compresa normalmente fra 1000 e 2000 Ω ed è determinata dalla resistenza ohmica dell'avvolgimento e dal valore della sua reattanza induttiva. Di ciò occorre tener conto per migliorare la curva livello-frequenza, in quanto è ovvio che l'impedenza di un dispositivo del genere è proporzionale alla frequenza dell'incisione. L'impedenza di un dispositivo a cristallo ha invece carattere capacitivo, come si comprende immediatamente esaminando lo schema elettrico equivalente riportato nella fig. 1. Segue da ciò una relazione di proporzionalità inversa fra il valore dell'impedenza stessa e la frequenza dell'incisione. Vi è inoltre da considerare il di-

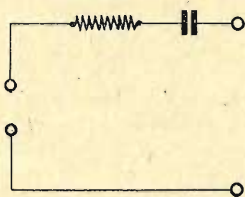
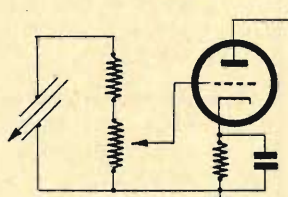



Fig. 1 Fig 2 6252

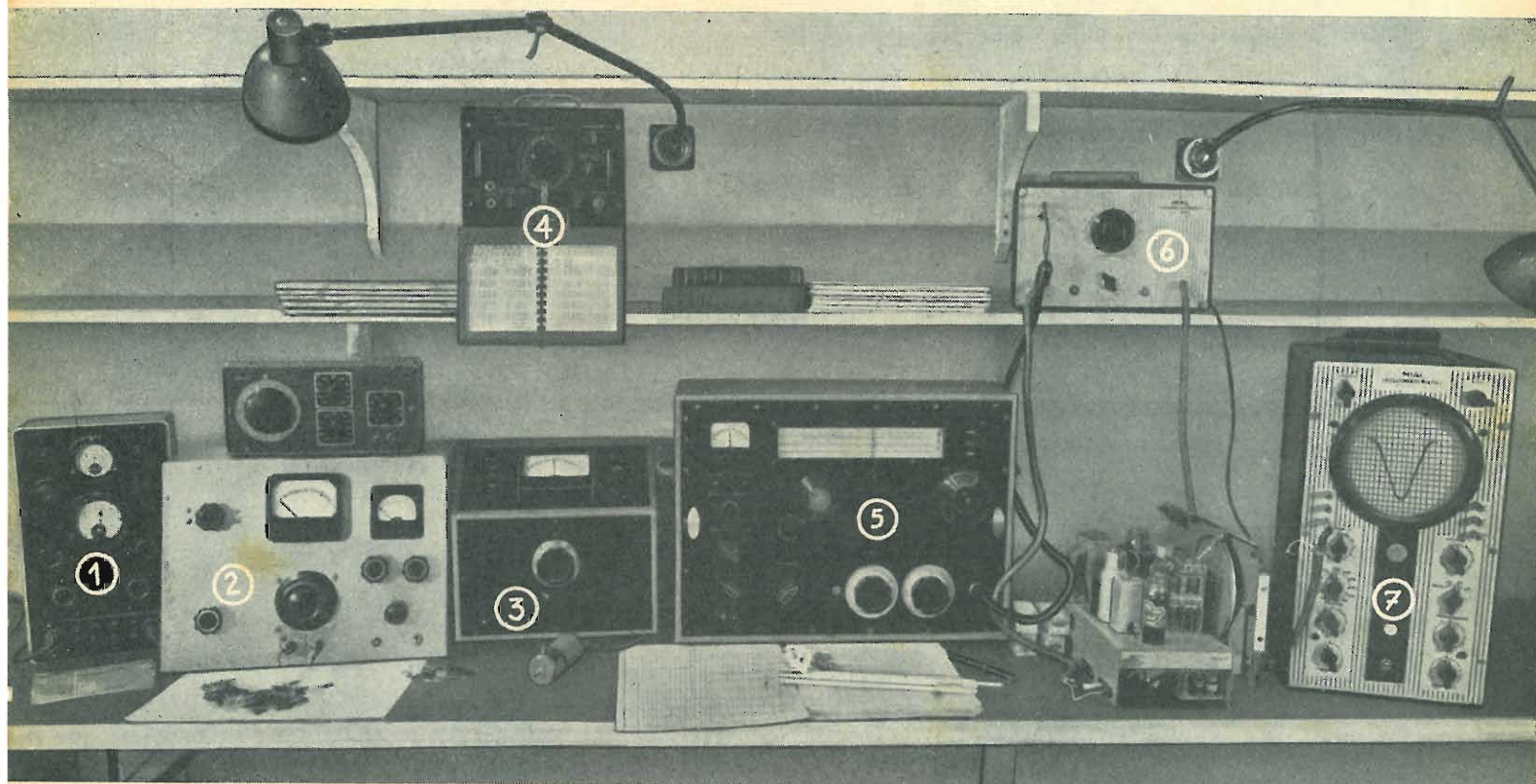
verso valore dell'impedenza che è notevolmente più elevato nei dispositivi a cristallo e che dev'essere considerato in relazione alla necessità di realizzare l'adattamento fra il dispositivo stesso e il circuito di entrata del tubo elettronico, a cui esso è collegato. Nel caso di dispositivi elettromagnetici, caratterizzati da un valore d'impedenza relativamente debole, si fa uso di un resistore di carico normalmente compreso fra 50.000 Ω e 10.000 Ω. La curva livello-frequenza del dispositivo è vincolata al valore di questo resistore, al quale si attribuisce spesso un valore minore (10.000 ÷ 20.000 Ω), per attenuare la resa sulle frequenze più elevate. Quando invece si connette un resistore ai capi di un dispositivo a cristallo, si ottiene l'effetto inverso, in quanto sono le frequenze più basse che risultano attenuate. Per comprendere tale fatto, occorre tener presente che l'impedenza complessiva dell'insieme cristallo-resistore è rappresentata dalla risultante vettoriale dell'impedenza capacitiva di esso e del valore del resistore connesso ai suoi capi. Poichè la capacità del dispositivo a cristallo è modificata sensibilmente dalla temperatura dell'ambiente, è necessario attribuire al resistore di carico un valore più elevato dell'impedenza del dispositivo stesso, ciò che consiglia di ricorrere a resistori di valore compreso fra 5 e 10 MΩ. Un altro fatto di notevole importanza e che non può quindi essere trascurato, riguarda il comportamento del dispositivo a cristallo sottoposto al solco dell'incisione. Esso reagisce infatti esclusivamente all'ampiezza del solco e non al fattore velocità-ampiezza, al quale è vincolato il dispositivo elettromagnetico. Ne segue che, poichè l'ampiezza del solco è inversamente proporzionale alla frequenza dell'incisione, le tensioni che si ottengono da un dispositivo a cristallo sono sensibilmente più elevate nella zona delle frequenze basse di quelle che si hanno in corrispondenza delle frequenze elevate. La conoscenza di questo fatto è essenziale per la corretta utilizzazione di questo dispositivo, in quanto conduce alla ricerca di una rete di correzione che è attuata, molto semplicemente, dimensionando il resistore di carico ad un valore leggermente inferiore al valore dell'impedenza del dispositivo sulle frequenze basse. Occorre cioè disporre in parallelo ad esso un resistore di valore compreso fra 0,5 e 1 MΩ, tenendo presente, in sede di verifica, il legame che esiste fra questo valore e la fedeltà di riproduzion dell'insieme altoparlante-schermo acustico-ambiente.

Da quanto si è detto si può concludere che dovendo sostituire un fonorivelatore a cristallo ad un dispositivo elettromagnetico, si deve anzitutto verificare la struttura e i valori degli elementi utilizzati nel circuito di entrata dell'amplificatore. Quando il valore del resistore connesso in parallelo al dispositivo stesso è inferiore a 0,5 MΩ (ciò che non porta ad alcun pregiudizio nell'uso di un rivelatore elettromagnetico), si dovrà procedere alla sua sostituzione per evitare un'inaccettabile attenuazione delle frequenze basse. Segue anche l'impossibilità di connettere un dispositivo a cristallo in parallelo ad un rivelatore elettromagnetico in quanto il primo risulta palesemente cortocircuitato da quest'ultimo e quindi praticamente inutilizzabile. E' invece possibile disporre all'entrata due o più dispositivi a cristallo, tenendo presente che si ottiene dall'insieme una tensione proporzionalmente minore al numero dei dispositivi usati. Nel caso infine che il rivelatore a cristallo debba essere connesso all'amplificatore con un cavo schermato avente una determinata lunghezza, occorre considerare l'opportunità di ricorrere ad un cavo caratterizzato da scarsa capacità distribuita, non superiore a 50 pF per mt. La capacità del cavo risulta infatti in parallelo alla capacità del dispositivo, costituendo un ramo inutilizzato di ripartizione della tensione ottenuta, con conseguente diminuzione del fattore di sensibilità di esso.

Un ultima questione, anch'essa di notevole importanza è quella concernente le condizioni di lavoro del tubo eccitato dalle tensioni del fonorivelatore. Nel caso che questi sia del tipo a cristallo si ottengono delle tensioni notevolmente più elevate (∼ 4 V di media) di quelle che è possibile avere con i dispositivi elettromagnetici. Ciò porta a considerare la linearità del comportamento del tubo in regime di amplificazione e l'opportunità che essa sia stabilita entro i limiti previsti dalla classe A, sia modificando il valore della tensione di polarizzazione e sia disponendo di una rete di ripartizione delle tensioni create dal dispositivo stesso.

In pratica si accertano le condizioni di funzionamento del tubo connettendo sull'anodo uno strumento di giusta portata ed applicando all'entrata di esso le tensioni prodotte dal fonorivelatore. Il comportamento del tubo avviene entro i limiti di linearità richiesti, quando si verifica la costanza dell'indicazione strumentale della componente continua della corrente anodica del tubo, fatto questo che richiede generalmente di modificare la tensione di polarizzazione del tubo, quando all'entrata si sostituisce il dispositivo elettromagnetico con quello piezoelettrico. Nel caso che questa sostituzione non sia accettabile, ad esempio nei radioricevitori, in cui occorre tener conto del valore di tensione ottenuto dal rivelatore del segnale, si deve connettere il dispositivo in parallelo ad una rete di ripartizione (fig. 2) atta a limitare la tensione alternativa di comando del tubo.

ALTA QUALITA' • ALTO RENDIMENTO
ALTA STABILITA' • ALTA SELETTIVITA'
ALTA CLASSE • ALTA FEDELTA'

Gli aggettivi non servono per mettere in evidenza i pregi di un articolo tecnico. Solo con apparecchiature adatte si possono definire le caratteristiche.

1 · **Controllo di rete - Rete costante misure precise**
2 **Tangendelmetro - Controllo angolo di perdita**
3 **Voltmetro a valvola R. F.**
4 **Frequenzimetro**
5 **Generatore campione**
6 **Modulatore di frequenza**
Variazioni di Ampiezza in μV., di frequenza in 0,5 Kc.
7 **Oscillografo ad ampia visuale**
3 + 5 **Controllo fattore di merito, nei due sistemi per △f. e per △c.**

GINO CORTI - Milano - Corso Lodi, 108 - Telefono 584-226

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 . Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autorizz. Pref. 043/10381

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

FACON
EXTRA
SECCO
FACON
EXTRA
SECCO
un sicuro orientamento
FACON
condensatori

Tip. TIPEZ - Milano - V.le Cermenate, 56